МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

В.С. Тихомиров

СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

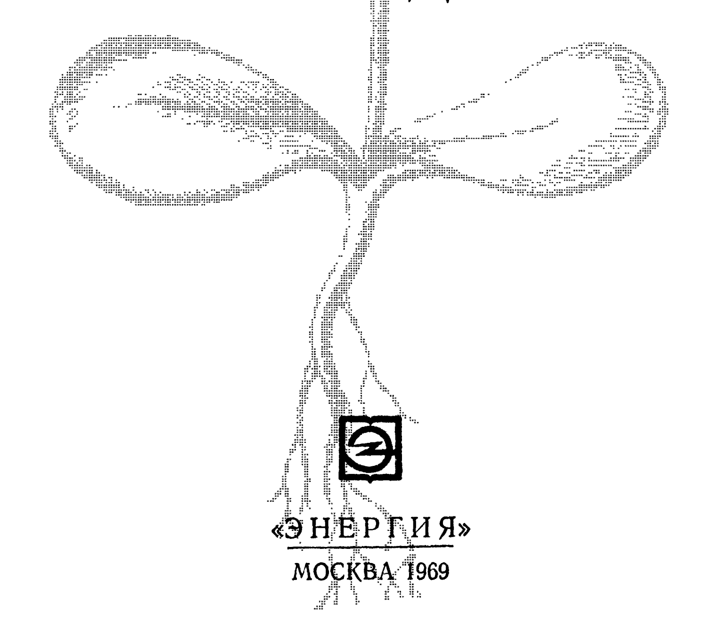


МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 699

В. С. ТИХОМИРОВ

СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА И ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1969

6Ф2.12
Т46
УДК 621.375.145

Тихомиров В. С.

Т46 Стабилизация режима и параметров транзисторного каскада. М., «Энергия», 1969
80 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 699).

В брошюре рассмотрены причины, вызывающие нестабильность рабочих режимов и параметров транзисторных усилительных каскадов, изложены методы стабилизации и приводятся расчетные соотношения.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей-конструкторов и радиоспециалистов-практиков.

3-4-5
337-69

6Ф2.12

Предисловие

В последнее время транзисторы находят все более широкое применение в самых различных областях радиоэлектроники. Такое положение обусловливается прежде всего тем, что транзисторы обладают по сравнению с радиолампами целым рядом положительных качеств, позволяющих в большинстве случаев создавать более совершенную по своим показателям аппаратуру и приборы.

К таким качествам транзисторов прежде всего следует отнести их малые габариты и вес, большой срок службы и высокую надежность, экономичность по питанию, а также большую устойчивость к механическим воздействиям.

Однако наряду с положительными свойствами транзисторы имеют и весьма существенные недостатки, которые необходимо учитывать при разработке радиоэлектронных схем. К этим недостаткам в первую очередь следует отнести нестабильность параметров транзистора, которая при определенных условиях, если не принять специальных мер, может вызывать неустойчивость работы или даже полную потерю работоспособности радиоэлектронного устройства в целом.

В настоящей брошюре, предназначенной в основном для подготовленных радиолюбителей-конструкторов и радиоспециалистов-практиков, рассматриваются наиболее важные вопросы стабилизации усилительных свойств транзисторных каскадов. Для полноты содержания в брошюру включены и некоторые более общие вопросы теории транзисторов, имеющие непосредственное отношение к основному вопросу.

Наряду с описаниями рассматриваемых физических процессов в брошюре приводятся упрощенные расчетные соотношения, позволяющие с достаточной для практической работы точностью оценить количественную сторону этих процессов.

Материал брошюры построен в основном на примерах использования транзисторов в области низких частот. Однако, как свидетельствует практика, рассматриваемые методы стабилизации универсальны, т. е. в известной мере пригодны также и для высокочастотных каскадов.

УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Электропроводность полупроводников

Полупроводники составляют обширную группу твердых веществ, имеющих кристаллическое строение. Их основное отличие от проводников заключается в характере электропроводности. Для полупроводников характерно, например, уменьшение их сопротивления с по-

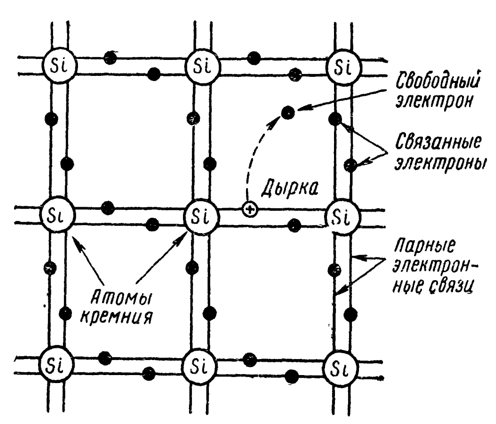


Рис. 1. Двухмерная модель кристаллической решетки кремния.

вышением температуры. У проводников при тех же условиях, как известно, сопротивление увеличивается.

При значительном понижении температуры электропроводность проводников растет вплоть до наступления состояния сверхпроводимости. Чистый полупроводник, наоборот, при низких температурах теряет способность проводить электрический ток и становится изолятором.

Чистые германий и кремний, являющиеся основными исходными материалами для изготовления полупроводниковых приборов, представляют собой типичные кристаллические вещества с определен-

ными связями между атомами. За счет этих связей создается некоторая пространственная структура, называемая кристаллической решеткой, которую можно условно изобразить на плоскости, как показано на рис. 1.

Атомы германия и кремния имеют на своих внешних орбитах по четыре электрона; валентные электроны каждого атома — электроны располагающиеся на внешней орбите, образуют ковалентную (парноэлектронную) связь с одним из валентных электронов соседнего атома. В связи с этим отдельные атомы вещества оказываются связанными между собой в кристаллической решетке за счет общих валентных электронов, имеющихся у любых двух соседних атомов кристалла. При этом отрицательные заряды валентных электронов компенсируются положительными зарядами атомных ядер и кристалл в целом остается электрически нейтральным.

При такой связи атомов при низких температурах кристаллы чистого полупроводника обладают свойствами диэлектрика, так как все связи заняты, а свободные заряды, являющиеся переносчиками электричества, отсутствуют.

Освобождение электрона из связи может происходить, если электрону будет сообщена энергия, величина которой достаточна для разрыва связи. Такую энергию электрон может получить за счет облучения его каким-либо источником лучистой энергии или за счет нагрева полупроводникового материала. Минимальная величина энергии, необходимая для разрыва валентной связи, называется энергией активации.

При нагревании кристалла полупроводника отдельные электроны получают достаточную энергию и освобождаются из связей. Вероятность разрушения связей возрастает с ростом температуры. Чем выше температура, тем большее число возбужденных электронов может покинуть свои места в парных связях и, попав в электрическое поле, участвовать в проводимости.

После того как возбужденный электрон покинет свое место в парной связи на его прежнем месте останется зона с нескомпенсированным положительным зарядом, называемая дыркой. Дырка, имеющая положительный заряд, равный по абсолютной величине заряду электрона, в любое время может быть занята каким-либо электроном, перешедшим из соседней связи, т. е. может как бы перемещаться по кристаллу. Такой переход валентного электрона от одного атома к другому может происходить под действием приложенного к кристаллу электрического поля. В этом случае связанный электрон является тоже носителем заряда.

Для удобства рассмотрения процессов электропроводности полупроводника движение связанных электронов условно рассматривают как движение дырок. При этом направление движения дырки в электрическом поле считается противоположным направлению движения соответствующего связанного электрона.

В соответствии с этим у полупроводников различают два типа проводимости: электронную, при которой носителями зарядов являются освободившиеся из связей свободные электроны, и дырочную, при которой носителями зарядов являются связанные электроны.

Возбужденный электрон, покинувший парную связь, может находиться в свободном состоянии только некоторое время. При столкновениях с другими частицами вещества свободный электрон постепенно теряет запасенную им энергию и, попав случайно в зону неза-

полненной связи, может снова вступить в валентную связь, т. е. остаться в этой зоне. Этот процесс называется рекомбинацией. Среднее время существования возбужденного электрона и дырки называется временем жизни носителей заряда.

При некоторой определенной температуре количество свободных электронов и дырок определяется динамическим равновесием двух процессов: процесса образования носителей заряда под воздействием тепловой энергии, подводимой извне, и процесса рекомбинации носителей заряда.

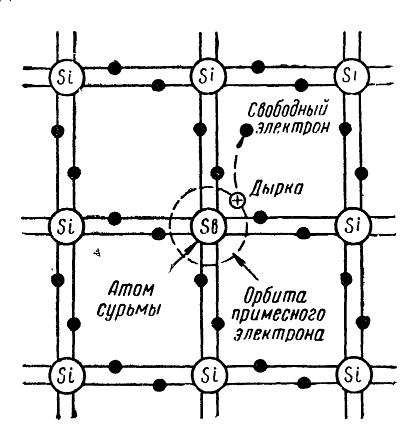


Рис. 2. Двухмерная модель кристаллической решетки кремния с примесью сурьмы.

Химически чистые полупроводники называются полупроводниками типа i, а их проводимость — собственной проводимостью. Собственная проводимость зависит не только от температуры, но также и от энергии активации, величина которой различна у разных полупроводниковых материалов. Так, для германия энергия активации равна 0,72 *эв*, а для кремния — 1,1 *эв*.

Движение носителей электрических зарядов — электронов и дырок — происходит в полупроводнике за счет двух процессов: диффузии, которая представляет собой беспорядочное движение носителей заряда под действием сил тепловой энергии, и дрейфа, который является упорядоченным движением зарядов, происходящим под действием внешнего электрического поля, если таковое имеется.

Скорость дрейфа носителей заряда называется подвижностью. Подвижность различна для разных полупроводниковых материалов, но для любого данного вещества подвижность свободных электронов всегда выше подвижности дырок. В отношении подвижностей носителей заряда кремний уступает германию.

Характер электропроводности чистых полупроводников можно существенно изменять путем введения в них примесей. Особый интерес представляет введение в чистые кристаллы германия и кремния определенного количества некоторых примесей.

При введении в кристалл германия или кремния небольшого количества какого-либо пятивалентного вещества, например сурьмы, в атоме которого на внешней электронной оболочке имеется пять электронов, только четыре валентных электрона вступают в прочную ковалентную связь с четырьмя атомами основного полупроводника (рис. 2). Пятый электрон будет двигаться вокруг атома сурьмы по своей орбите. При этом сила взаимодействия между ядром атома сурьмы и этим электроном уменьшается в число раз, равное величине диэлектрической проницаемости основного полупроводника.

Энергия активации, необходимая для отрыва этого пятого электрона от атома сурьмы, существенно уменьшается и составляет при низких уровнях концентрации примесей примерно 0,05 *эв* для примесного кремния и 0,01 *эв* для примесного германия.

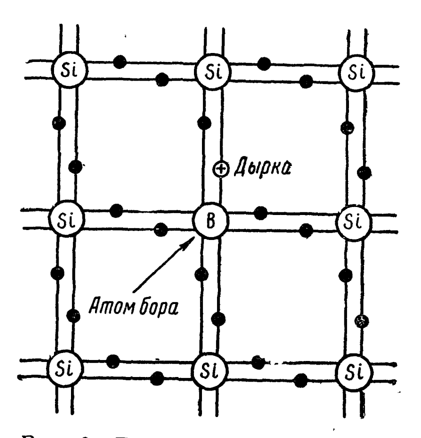


Рис. 3. Двухмерная модель кристаллической решетки кремния с примесью бора.

Пятый электрон атома сурьмы, слабо связанный с ядром примесного атома, легко выходит из связи и даже при комнатной температуре может создавать существенную избыточную электронную проводимость. Легко покидая атом сурьмы, электрон создает нескомпенсированный положительный заряд. При этом атом сурьмы становится положительным ионом, но кристалл в целом продолжает оставаться электрически нейтральным.

Примеси, атомы которых легко отдают свои валентные электроны, называются **донорами** или **донаторами**. Германий или кремний, содержащие определенные количества донорной примеси, называются полупроводниками типа *n*.

Если в кристалл германия или кремния добавить небольшое количество какого-либо трехвалентного вещества, например бора, на внешней оболочке атома которого имеется всего три валентных электрона, то одна из четырех связей между атомом примеси и атомами основного полупроводника оказывается незаполненной, так как для заполнения четырех валентных связей не хватает одного электрона (рис. 3).

Отсутствие электрона эквивалентно введению дырки, т. е. четырехвалентный полупроводник с трехвалентной примесью будет обладать избыточной дырочной проводимостью. Свободная связь — дырка может быть заполнена электроном, перешедшим из какой-либо другой соседней связи. При этом атом бора станет отрицательно заряженным ионом, а кристалл в целом будет продолжать оставаться электрически нейтральным.

Энергия активации, т.е. энергия, необходимая для отрыва дырки от атома бора, когда свободная связь заполняется электроном, равна

примерно 0,05 *эв*. Поэтому уже при комнатной температуре почти все примесные атомы ионизированы и дырки могут принимать активное участие в процессе электропроводности.

Примеси, дающие избыточную дырочную проводимость, называются акцепторами, а полупроводники с акцепторной примесью — полупроводниками типа *p*.

Очевидно, что в любом реальном полупроводниковом веществе имеются в наличии одновременно и донорные и акцепторные примеси. Тип проводимости в этом случае определяется преобладанием того или иного вида примесей.

Преобладающие носители электрических зарядов в примесных полупроводниках называются основными, а носители противоположного знака — неосновными. В полупроводнике с электронной проводимостью или проводимостью типа *n* основными носителями зарядов являются электроны, а в полупроводнике с дырочной проводимостью или проводимостью типа *p* — дырки.

Может оказаться, что концентрации донорных и акцепторных примесей в полупроводнике равны. В таком случае все избыточные электроны донорных примесей заполняют все свободные зоны акцепторных примесей, а проводимость может обеспечиваться только за счет разрыва валентных связей как в чистом полупроводнике.

Примесная (дырочная и электронная) проводимость обычно значительно превосходит собственную проводимость полупроводника и практически не зависит от температуры. Электропроводность примесного полупроводника в основном определяется энергией активации.

Полупроводниковые приборы на основе кремния, у которых собственная проводимость меньше, чем у германия, обладают лучшими температурными свойствами. Однако удельное сопротивление химически чистого кремния выше удельного сопротивления чистого германия, поэтому полупроводниковые приборы на основе германия имеют свои преимущества.

Электронно-дырочный переход

В основе работы полупроводниковых приборов лежит использование свойств электронно-дырочных переходов — границ раздела примыкающих друг к другу двух областей полупроводниковых материалов с противоположным типом проводимости.

Представим себе, что имеется два кристалла германия, один из которых обладает проводимостью типа *n*, а другой — проводимостью типа *p*. Оба кристалла составлены вместе и имеют плотный контакт между двумя плоскими поверхностями (рис. 4).

Германий типа *n* содержит свободные электроны и неподвижные положительно заряженные атомы донатора. Германий типа *p* содержит свободные дырки, имеющие положительный заряд, и неподвижные отрицательно заряженные атомы акцептора.

Если контакт между двумя кристаллами с разным типом проводимости достаточно прочен и между этими кристаллами нет зазора, то непосредственно внутри области раздела должен возникнуть слой, обедненный носителями зарядов, так как концентрация свободных зарядов, т. е. число зарядов в единице объема, не может изменяться скачком.

В этом тонком слое, называемом **запорным**, не существует отдельно материалов с разным типом проводимости. Здесь имеются одновременно и донорные и акцепторные примеси. Все избыточные электроны донорных примесей заполняют все свободные зоны акцепторных примесей. Такой слой по своим свойствам аналогичен свойствам чистого полупроводника, т. е. в нем преобладает собственная проводимость материала. По существу запорный слой можно рассматривать как очень тонкий слой диэлектрика.

Под действием сил теплового движения некоторое число свободных электронов, обладающих достаточной энергией, оказывается в состоянии преодолеть область запорного слоя и переместиться из области с преимущественной электронной проводимостью (область *n*) в область с преимущественной дырочной проводимостью (область *p*).

Вместе с тем и некоторое число дырок может перемещаться из области *p* в область *n*.

Такое перемещение зарядов, называемое диффузией, приводит к тому, что область *n*, непосредственно прилегающая к запорному слою, заряжается положительно, а область *p* — отрицательно.

Рис. 4. Распределение потенциала на границе раздела двух полупроводников с разным типом проводимости.

В результате между областями устанавливается некоторая разность потенциалов — **потенциальный барьер**, препятствующий возрастанию диффузии, так как для перехода основных носителей заряда в область с другим типом проводимости они должны обладать дополнительной энергией, необходимой для преодоления потенциального барьера.

Процессу диффузии носителей заряда сопутствует явление рекомбинации, которое заключается в том, что носители заряда двигаются в новых для них областях в течение конечного промежутка времени — времени жизни и затем соединяются с зарядами противоположного знака — рекомбинируют.

За время жизни неосновные носители успевают пройти некоторое расстояние, называемое **диффузионной длиной**.

Кроме диффузионного тока, через границу раздела течет и ток проводимости, обусловленный влиянием электрического поля потенциального барьера. Этот ток представляет собой ток неосновных носителей через запорный слой — дырок из области *n* и электронов из области *p*.

В силу закона сохранения энергии оба тока — диффузионный и ток проводимости (уравновешивающий), которые текут в противоположных направлениях, равны по величине. Следовательно, суммарный ток через запорный слой равен нулю.

Запорный слой в сочетании с потенциальным барьером образует так называемый электронно-дырочный переход (*n-p* переход).

При отсутствии внешнего электрического поля обе области полупроводника не остаются уже электрически нейтральными. Область *n*, приобретающая избыточное количество дырок, заряжается положительно, а область *p*, накопившая избыточное количество электронов — отрицательно. Распределение потенциала по длине рассматриваемой модели кристалла показано на рис. 4.

Если к *n-p* переходу приложено внешнее напряжение так, что плюс источника будет подключен к области *n*, а минус — к области *p*, то величина потенциального барьера увеличится, так как основное падение напряжения будет иметь место на участке электричес-

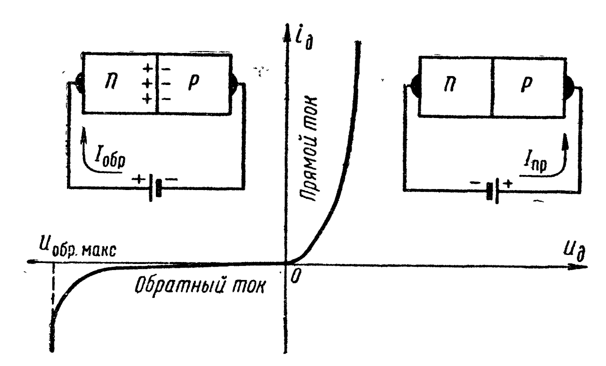


Рис. 5. Вольт-амперная характеристика электронно-дырочного перехода.

кой цепи с бо́льшим электрическим сопротивлением, т. е. в запорном слое.

По мере увеличения потенциального барьера, происходящего под действием увеличения напряжения внешнего источника, все меньшее и меньшее количество основных носителей заряда будет в состоянии преодолеть этот барьер. А это значит, что диффузионная компонента тока через переход будет убывать. При тех же условиях величина тока проводимости через переход, зависящая в основном только от температуры кристалла, будет оставаться практически неизменной.

При изменении полярности напряжения, приложенного к переходу, и увеличении абсолютного значения этого напряжения величина потенциального барьера будет уменьшаться. Диффузионная компонента тока через переход будет увеличиваться, а ток проводимости останется почти неизменным.

При некотором определенном значении приложенного напряжения потенциальный барьер станет равным нулю. В этом случае диффузионный ток возрастет настолько, что единственным его ограничивающим препятствием останется только сопротивление полупроводникового материала.

Таким образом, электронно-дырочный переход обладает свойствами вентиля. Величина пропускаемого им тока в сильной степени зависит от полярности приложенного внешнего напряжения. Вольт-амперная характеристика перехода имеет вид, изображенный на рис. 5.

Правая ветвь вольт-амперной характеристики перехода соответствует такому его состоянию, при котором переход обладает относительно небольшим сопротивлением электрическому току, когда источник напряжения включен в прямом (пропускном) направлении. Ток, соответствующий прямому включению источника питания, называется **прямым током**.

Левая ветвь вольт-амперной характеристики соответствует очень малому обратному току через переход, называемому **током насыщения**, величина которого обычно на несколько порядков меньше прямого тока.

Однако при чрезмерном увеличении обратного напряжения обратный ток может существенно увеличиться и при некотором обратном напряжении $u_{обр.макс}$ достигнуть пробивного значения, при котором наблюдается лавинообразное нарастание обратного тока. В этом случае напряженность электрического поля в области запорного слоя возрастает настолько, что происходит его интенсивная ионизация, т. е. запорный слой разрушается и становится электропроводным, а электронно-дырочный переход перестает существовать.

В реальном *n-p* переходе обратный ток состоит из двух составляющих: тока насыщении $I_{нас}$ и тока утечки $I_{ут}$:

$$I_{обр} = I_{нас} + I_{ут}.$$

Величина тока насыщения зависит только от температуры, причем эта зависимость различна для разных материалов.

Ток утечки возникает вследствие наличия непосредственно у перехода влаги и загрязнений, шунтирующих переход. Этот ток обычно имеет линейную зависимость от величины обратного напряжения.

Плоскостной транзистор

Основным типом полупроводниковых приборов, используемых в настоящее время в качестве усилителей электрических сигналов, являются плоскостные транзисторы, содержащие в себе монокристал-

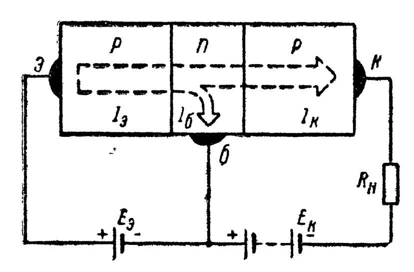


Рис. 6. Схематическое изображение плоскостного транзистора типа *p-n-p*.

лическую пластинку из полупроводникового материала, в которой две области с однотипной проводимостью разделены средней областью с противоположной проводимостью (рис. 6).

В соответствии с порядком чередования типов проводимости областей монокристалла различают транзисторы типов *p-n-p* и *n-p-n*. В дальнейшем мы ограничимся рассмотрением только струк-

туры p-n-p. Однако все выводы о свойствах структуры p-n-p будут в общем в равной степени справедливы и для структуры n-p-n, если учесть изменение характера проводимости и изменить полярность внешних напряжений, приложенных к электронно-дырочным переходам.

Средняя область монокристалла называется базой, крайние области — эмиттером и коллектором. Каждая область имеет свой вывод для подсоединения к внешним элементам электрической схемы.

Сам кристалл закрепляется на специальном кристаллодержателе, помещенном в металлический герметичный корпус. Выводы пропущены через стеклянные изоляторы, закрепленные на корпусе. У большинства транзисторов один из выводов (базы или коллектора) соединен с корпусом прибора.

К одному из электронно-дырочных переходов, называемому эмиттерным, источник питания подключается в прямом направлении, а к другому переходу, называемому коллекторным, источник питания должен включаться в обратном направлении.

При такой полярности постоянных напряжений через эмиттерный переход течет относительно большой прямой ток. В этих условиях поток дырок вводится из области эмиттера в область базы, где они являются неосновными носителями. Это явление называется инъекцией (инжекцией) неосновных носителей.

Внедрившись в область базы, неосновные носители движутся главным образом за счет диффузии, так как они стремятся равномерно распределиться в объеме полупроводника. Частично это движение обусловливается также и электрическим полем, действующим между эмиттером и коллектором.

Если время жизни неосновных носителей в базе будет существенно больше их среднего времени пробега от эмиттера к коллектору, т. е. ширина базы будет мала по сравнению со средней длиной пути дырки до места ее рекомбинации, то большая часть неосновных носителей может достигать коллекторного перехода.

Вблизи запорного слоя коллекторного перехода поток дырок попадает под действие захватывающего их электрического поля, создаваемого приложенным к коллектору обратным напряжением.

Электрическое поле вблизи запорного слоя вызывает быстрый дрейф дырок через коллекторный переход в область коллектора, где дырки становятся основными носителями и беспрепятственно доходят до вывода коллектора. В месте контакта коллекторной области с металлическим выводом эти дырки рекомбинируют с поступающими из внешней цепи свободными электронами и тем самым обеспечивают протекание тока в нагрузочном сопротивлении $R_{н}$.

Захватывание коллекторным переходом подошедших к нему дырок снижает их концентрацию в области базы и этим содействует направленной диффузии инъектируемого эмиттером потока дырок.

Часть дырок, инъектированных эмиттером, все же успевает рекомбинировать в базе. Поэтому не все дырки, прошедшие через эмиттерный переход, доходят до коллекторного перехода. Рекомбинация дырок в базе вызывает соответствующий приток электронов по базовому выводу от источника питания. Вследствие этого коллекторный ток $I_{к}$ всегда оказывается меньше эмиттерного тока $I_{э}$ на величину тока базы $I_{б}$, т. е.

$$I_{к} = I_{э} - I_{б}.$$

Величина

$$\alpha_0 = \frac{I_к}{I_э},$$

характеризующая ту часть эмиттерного тока, которая достигает коллектора (при неизменном напряжении на коллекторе, т. е. при $R_н = 0$), называется **коэффициентом усиления по постоянному току в схеме с общей базой**. Для большинства плоскостных транзисторов величина α_0 колеблется от 0,90 до 0,99.

На составляющую коллекторного тока, обусловленную переносом потока дырок от эмиттера, накладывается составляющая обратного тока коллектора $I_{к0}$, так как к переходу приложено внешнее обратное напряжение, т. е. переход смещен в обратном направлении. Полный ток коллектора с учетом его обратного тока определяется выражением

$$I_к = \alpha_0 I_э + I_{к0}.$$

Обратный ток коллектора $I_{к0}$ представляет собой не что иное, как обратный ток электронно-дырочного перехода $I_{обр}$, о котором упоминалось выше. Этот ток у транзисторов хорошего качества слабо зависит от напряжения на коллекторе, но обладает очень сильной зависимостью от температуры перехода, возрастая при увеличении температуры примерно в 2 раза на каждые 10° С.

Схемы включения транзистора

Электрическая схема включения рассмотренного в предыдущем параграфе транзистора, называемая **схемой с общей базой**, изображена на рис. 7, *а*.

Если в цепь эмиттера последовательно с источником постоянного напряжения $E_э$ включить источник переменного напряжения $U_{вх}$,

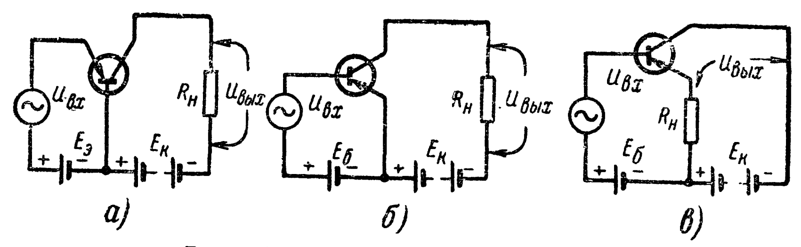


Рис. 7. Три схемы включения транзистора.

то в соответствии с изменением общего напряжения, приложенного к эмиттерному переходу, будет изменяться и ток эмиттера. Это вызовет соответствующее изменение коллекторного тока, и на нагрузочном сопротивлении $R_н$ будет выделяться переменное напряжение почти той же формы, которую имеет ток эмиттера.

Очевидно, что величина переменного напряжения, выделяющегося на сопротивлении нагрузки, зависит не только от значения переменной составляющей коллекторного тока, но также и от сопротивления резистора $R_н$. Поэтому при выборе достаточно большого сопротивле-

ния $R_н$ переменное напряжение на нагрузке может быть значительно больше переменного напряжения источника сигнала. Следовательно, схема с общей базой, называемая так потому, что в этой схеме общим проводом для входного и выходного сигналов является вывод базы, обладает способностью усиливать переменное напряжение.

Как и для постоянного тока в схеме с общей базой, коэффициент усиления по переменному току

$$\alpha = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э},$$

представляющий собой отношение приращений тока коллектора и эмиттера, имеет величину меньше единицы.

Следует заметить, что значения α_0 и α, измеренные у одного и того же транзистора, несколько отличаются. Это отличие в большинстве случаев невелико и для практических расчетов вместо величины α_0 пользуются величиной α и наоборот.

Несмотря на то, что коэффициент усиления по переменному току в схеме с общей базой не превышает единицы, транзистор все же обладает способностью за счет усиления напряжения усиливать мощность подводимых к его входу электрических сигналов. Однако отсутствие усиления по току и, как следствие этого, малое входное сопротивление каскада часто ограничивают возможности практического использования этого способа включения.

Наибольшее распространение находит схема включения транзистора, называемая схемой с общим эмиттером (рис. 7, *б*). В этом случае входным током является ток базы, составляющий малую часть от тока эмиттера, а именно:

$$I_б = (1 - \alpha) I_э.$$

Поэтому коэффициент усиления по переменному току в схеме с общим эмиттером равен:

$$\beta = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}, \text{ где } \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

У большинства транзисторов величина коэффициента усиления по току β имеет порядок от 10 до 100. Следовательно, в схеме с общим эмиттером имеет место не только усиление по напряжению, но и по току. Усиление по мощности и входное сопротивление каскада при этом становятся значительно бо́льшими, чем в схеме с общей базой.

Очень часто транзистор включают по схеме с общим коллектором (рис. 7, *в*), которую по аналогии с ламповой схемой катодного повторителя иногда называют эмиттерным повторителем.

В этой схеме напряжение, действующее между базой и эмиттером, равно разности между входным и выходным напряжением, т. е. в каскаде действует глубокая отрицательная обратная связь по напряжению. Поэтому усиление по напряжению в этой схеме отсутствует (меньше единицы). Усиление же по току здесь несколько выше, чем в схеме с общим эмиттером, так как выходным током является ток эмиттера, т. е.

$$\frac{\Delta I_э}{\Delta I_б} = 1 + \beta.$$

Коэффициент усиления по мощности в схеме с общим коллектором меньше, чем в схеме с общим эмиттером, но входное сопротивление каскада за счет отрицательной обратной связи получается большим и при прочих равных условиях существенно превосходит входное сопротивление схемы с общим эмиттером.

Схема с общим коллектором вместе с тем имеет самое низкое выходное сопротивление по сравнению с другими схемами включения транзистора. Поэтому эта схема преимущественно используется для согласования какого-либо высокоомного источника сигнала с низкоомной нагрузкой.

Следует отметить, что схема с общей базой и схема с общим коллектором не инвертируют фазу усиливаемого напряжения. В схеме с общим эмиттером фаза поворачивается на 180°.

Сравнивая между собой свойства усилительных каскадов, выполненных на транзисторах и радиолампах, при различных способах их включения, можно усмотреть некоторую аналогию. Например, схема с общим эмиттером во многом аналогична схеме с общим катодом, схема с общей базой напоминает схему с общей сеткой, а схема с общим коллектором подобна схеме с общим анодом.

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Статические характеристики плоскостных транзисторов

Статические характеристики определяют соотношения между напряжениями и токами, действующими на электродах транзистора. В справочных данных обычно приводятся два семейства статических характеристик: входные характеристики, выражающие зависимость входного тока от входного напряжения для нескольких постоянных выходных напряжений, и выходные характеристики, выражающие

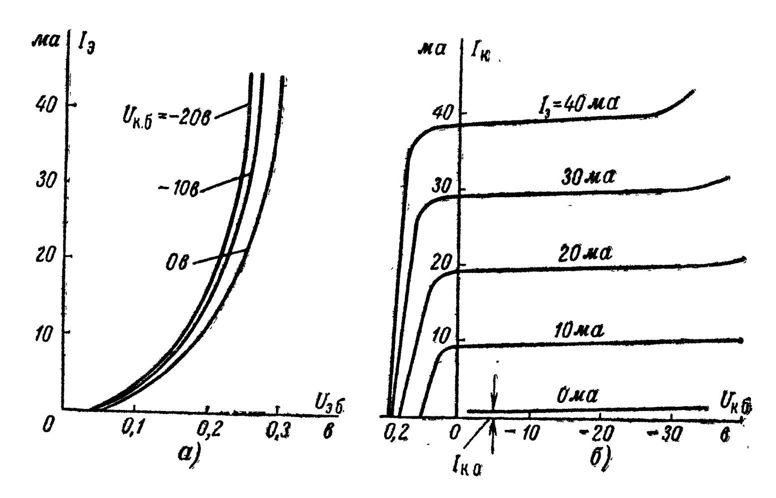


Рис. 8. Статические характеристики плоскостного транзистора в схеме с общей базой.

зависимость выходного тока от выходного напряжения для нескольких постоянных входных токов.

Входные и выходные статические характеристики в совокупности полностью связывают между собой все четыре переменные величины, характеризующие электрический режим транзистора, а именно: входное напряжение, входной ток, выходное напряжение и выходной ток.

В зависимости от схемы включения транзистора его статические характеристики будут различными, так как свойства транзистора при различных способах его включения не одинаковы.

Рассмотрим входные и выходные статические характеристики плоскостного транзистора для схемы с общей базой, приведенные на рис. 8.

Входные характеристики для схемы с общей базой (рис. 8, *а*) отражают зависимость тока эмиттера $I_э$, являющегося в данном случае входным током, от входного напряжения, приложенного к эмиттеру относительно базы $U_{э.б}$. Каждая входная характеристика на семействе характеристик соответствует некоторому постоянному напряжению между коллектором и базой $U_{к.б}$.

Входная характеристика, соответствующая $U_{к.б}=0$, представляет собой обычную вольт-амперную характеристику электронно-дырочного перехода, смещенного в прямом направлении. Заметим, что начала характеристик несколько смещены от нулевого значения, так как протекание прямого тока через переход начинается лишь после того, как потенциальный барьер будет скомпенсирован небольшим прямым напряжением на переходе.

Отличие в расположении характеристик для разных напряжений на коллекторе показывает, что при увеличении напряжения $U_{к.б}$ входная характеристика сдвигается в сторону оси токов. Вместе с тем характеристики, соответствующие различным напряжениям $U_{к.б}$, размещаются очень густо, что говорит о слабом влиянии режима выходной цепи на свойства входной цепи. Зависимость состояния входной цепи от режима выходной цепи является следствием проявления внутренней обратной связи в транзисторе, которая имеет место не только на относительно высоких частотах, но действует и на постоянном токе. Такие свойства внутренней обратной связи в транзисторе обязаны тому, что областью электрического взаимодействия здесь является не вакуум, как это имеет место в электронных лампах, а полупроводящая среда, проводимость которой проявляется на всех частотах, включая нулевую частоту, т. е. постоянный ток. В общем случае входная и выходная цепи транзистора связаны между собой сопротивлением, имеющим комплексный характер, т. е. состоящим из активных и реактивных компонентов.

Входная характеристика транзистора обладает существенной нелинейностью, обусловливающей нелинейные искажения электрических сигналов во входной цепи. В электронных лампах, работающих в режиме без захода в область сеточных токов, входная характеристика линейна. Заметим, что наибольшую нелинейность входная цепь транзистора имеет при малых токах эмиттера. По мере увеличения тока эмиттера входные характеристики приближаются к прямой линии.

Выходные статические харатеристики для схемы с общей базой (рис. 8, *б*) выражают зависимость тока коллектора $I_к$, являющегося выходным током, от выходного напряжения, т. е. от напряжения между коллектором и базой $U_{к.б}$. Каждая характеристика из семейства характеристик соответствует некоторому постоянному значению тока эмиттера $I_э$.

Все выходные характеристики располагаются параллельно друг

другу и имеют малый наклон к оси напряжений. Это говорит о том, что коллекторный ток обладает очень слабой зависимостью от напряжения на коллекторе.

Зависимость коллекторного тока от коллекторного напряжения объясняется тем, что увеличение напряженности электрического поля внутри кристалла полупроводника, происходящее при увеличении напряжения на коллекторе относительно базы, способствует более быстрому направленному движению неосновных носителей в области базы и более эффективному их внедрению в область коллектора. Кроме того, увеличение коллекторного напряжения обусловливает увеличение мощности, рассеиваемой на коллекторном переходе, вследствие чего температура перехода повышается, а это приводит к увеличению составляющей обратного тока перехода в общем токе коллектора.

Уменьшение тока коллектора до нуля при уменьшении коллекторного напряжения происходит в нерабочей, т. е. в неиспользуемой области статических характеристик, которая соответствует изменению полярности напряжения между коллектором и базой с обратного на прямое.

То обстоятельство, что нулевое значение тока коллектора располагается в области прямых напряжений на коллекторном переходе, объясняется наличием в области базы нескомпенсированных зарядов неосновных носителей, инъектируемых эмиттером. Даже под действием небольшого прямого напряжения на коллекторе значительная часть этих зарядов оказывается способной достигать области коллектора. Однако при некотором прямом напряжении на коллекторном переходе заряд носителей в области базы компенсируется прямым током коллекторного перехода, а сами носители рекомбинируют, не достигая коллектора.

Выходная статическая характеристика, снимаемая при токе эмиттера, равном нулю, представляет собой обычную характеристику обратно смещенного электронно-дырочного перехода. Величина коллекторного тока определяется в этом случае обратным током коллектора I_{K0}. Как отмечалось выше, обратный ток коллектора сильно зависит от температуры, увеличиваясь при ее повышении. Кроме того, этот ток несколько зависит и от напряжения на коллекторе. Поэтому рассматриваемая характеристика имеет небольшой наклон к оси напряжений.

При больших напряжениях на коллекторе выходные характеристики начинают заметно изгибаться вверх. Область загиба характеристик, соответствующих бо̀льшим токам эмиттера, начинается при меньших напряжениях на коллекторе. Начало загиба есть не что иное, как предпробойная область обратно смещенного коллекторного перехода.

Положение предпробойной области относительно оси напряжений зависит от тока коллектора. При увеличении коллекторного тока предпробойная область смещается в сторону более низких напряжений на коллекторе. Это объясняется тем, что увеличение тока коллектора сопровождается повышением температуры перехода за счет рассеиваемой на нем мощности, а при повышении температуры условия ионизации запорного слоя улучшаются. При этом парные заряды, образовавшиеся внутри запорного слоя, увеличивают ток через переход.

Расстояния между соседними выходными характеристиками примерно одинаковы, что указывает на слабую зависимость коэффициента усиления по току α_0 от тока коллектора (эмиттера). При больших токах коллектора α_0 несколько уменьшается, так как процесс

рекомбинации неосновных носителей в базе при увеличении их концентрации происходит более интенсивно.

Рассмотрим особенности входных и выходных статических характеристик транзистора для схемы с общим эмиттером (рис. 9). Для этого случая включения входным током является ток базы, входным напряжением — напряжение, действующее между базой и эмиттером.

Входные характеристики (рис. 9, *а*) показывают зависимость тока базы $I_б$ от напряжения на базе относительно эмиттера $U_{б.э}$. Особенностью входных характеристик является характер зависимости их

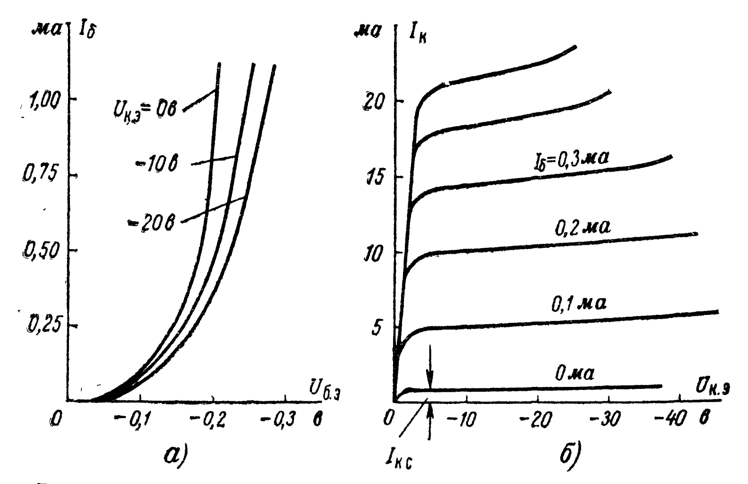


Рис. 9. Статические характеристики плоскостного транзистора в схеме с общим эмиттером.

наклона от коллекторного напряжения. При уменьшении отрицательного напряжения на коллекторе $U_{к.э}$ наклон характеристик в сторону оси напряжений заметно уменьшается. Кроме того, расстояния между характеристиками, соответствующими различным напряжениям на коллекторе, не одинаковы. Эта разница в схеме с общим эмиттером больше, чем у входных характеристик в схеме с общей базой.

Выходные характеристики (рис. 9, *б*), которые отражают зависимость между током коллектора $I_к$, являющегося выходным током, и напряжением коллектор — эмиттер $U_{к.э}$, представляющим собой выходное напряжение, тоже имеют несколько иной вид, чем в схеме с общей базой.

В отличие от характеристик схемы с общей базой нулевое значение коллекторного тока в схеме с общим эмиттером для всех выходных характеристик соответствует нулевому напряжению на коллекторе.

При повышении напряжения на коллекторе от нуля в сторону отрицательных значений коллекторный ток резко возрастает. Крутая линия, отражающая это явление, называемая **линией критического режима**, уже при небольших напряжениях на коллек-

торе переходит в более пологие участки, а при дальнейшем увеличении коллекторного напряжения — в почти горизонтальные линии.

Пологий участок характеристик имеет бо́льший наклон, чем в схеме с общей базой, хотя причины, вызывающие это явление, аналогичны в обоих случаях включения транзистора. Это объясняется тем, что в схеме с общим эмиттером коллекторное напряжение оказывается частично приложенным к эмиттерному переходу за счет падения этого напряжения на сопротивлении полупроводникового материала. Возникающая при этом внутренняя положительная обратная связь увеличивает наклон характеристик.

Следует отметить, что в схеме с общим эмиттером при токе базы, равном нулю, в цепи коллектора протекает ток $I_{к.с}$, называемый сквозным током коллектора, который всегда больше обратного тока коллектора $I_{к0}$, протекающего в схеме с общей базой. Из-за действия положительной обратной связи обратный ток коллектора $I_{к0}$ способствует инъекции неосновных носителей в область базы, так как создаваемая им разность потенциалов на сопротивлении материала базы изменяет величину электрического поля в кристалле.

Сквозной ток коллектора $I_{к.с}$ имеет ту же зависимость от температуры, что и обратный ток $I_{к0}$. Абсолютная величина сквозного тока, соответствующая какой-либо температуре, не однозначна для одного и того же транзистора и зависит от режима питания входной цепи.

Расстояния между соседними выходными характеристиками не одинаковы и это отличие выражено более сильно, чем в схеме с общей базой. Это говорит о том, что с ростом тока базы статический коэффициент усиления по току β_0 в схеме с общим эмиттером уменьшается значительно быстрее, чем статический коэффициент усиления по току α_0 с ростом тока эмиттера в схеме с общей базой. Это явление опять-таки обязано действию внутренней положительной обратной связи, способствующей более интенсивной рекомбинации неосновных носителей в базе при увеличении их концентрации.

Система малосигнальных *h*-параметров

Для расчетов транзисторных каскадов широко пользуются характеристическими параметрами транзисторов — величинами, которые в своей совокупности выражают взаимосвязь между токами и напряжениями, действующими на электродах транзистора.

Если к транзистору подведено питание и тем самым задана определенная рабочая точка, то при воздействии слабых электрических сигналов транзистор ведет себя как линейный элемент электрической цепи. Это позволяет воспользоваться для расчета транзисторных каскадов, работающих в режиме малых сигналов, теорией линейных активных четырехполюсников.

Четырехполюсником в электротехнике называют некоторую электрическую цепь, имеющую два входных и два выходных вывода, на которых действуют определенным образом связанные между собой следующие токи и напряжения: i_1 — входной ток, u_1 — входное напряжение, i_2 — выходной ток, u_2 — выходное напряжение.

Функциональная связь между этими четырьмя переменными может быть выражена системой двух уравнений с двумя независимыми переменными, причем в зависимости от того, какие из этих переменных выбрать в качестве независимых, возможны шесть различных систем уравнений и соответствующих им систем параметров.

Практическое применение находят система h-параметров, система y-параметров и система z-параметров. Если известны параметры четырехполюсника в какой-либо одной системе, то легко перейти к параметрам любой другой системы, воспользовавшись формулами пересчета, приводимыми почти во всех справочниках, содержащих сведения о транзисторах.

Наиболее употребительной является система h-параметров, в которой независимыми переменными являются входной ток и выходное напряжение. Эта система оказалась наиболее удобной для большинства плоскостных транзисторов.

Уравнения четырехполюсника в системе h-параметров имеют следующий вид:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2, \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2. \end{aligned}\right\}$$

Эти уравнения справедливы в полной мере только для достаточно малых сигналов, действующих на транзисторе в какой-либо определенной рабочей точке. Коэффициенты пропорциональности h_{11}, h_{12}, h_{21} и h_{22}, связывающие между собой токи и напряжения, являются малосигнальными параметрами транзистора и приводятся в справочниках.

Для выяснения физического смысла h-параметров, необходимо преобразовать систему уравнений, приведя их к виду, соответствующему режимам холостого хода во входной цепи и режиму короткого замыкания в выходной цепи.

Режим холостого хода во входной цепи означает отсутствие переменной составляющей тока на входе транзистора, т. е. $i_1=0$. Если в основной системе уравнений положить $i_1=0$, то эти уравнения предстанут в виде

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= h_{12} u_2, \\ i_2 &= h_{22} u_2. \end{aligned}\right\}.$$

Решив каждое из этих уравнений относительно h-параметров, найдем:

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2},$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}.$$

Параметр h_{12}, называемый статическим коэффициентом обратной связи по напряжению, равен отношению переменной составляющей напряжения на входе транзистора u_1 к переменной составляющей напряжения на его выходе u_2 при условии, что входная цепь разомкнута по переменному току, т. е. $i_1=0$. Следовательно, статический коэффициент обратной связи h_{12} характеризует обратную передачу напряжения из выходной цепи во входную.

Параметр h_{22}, называемый статической выходной проводимостью, равен отношению переменной составляющей выходного тока i_2 к переменной составляющей выходного напряжения u_2 при разомкнутой по переменному току входной цепи. Этот параметр представляет собой величину, обратную внутреннему сопротивлению транзистора для переменного тока.

Режим короткого замыкания в выходной цепи означает отсутствие переменной составляющей напряжения на выходе транзистора, т. е. $u_2=0$. Этот режим можно осуществить, если сопротивление нагрузки для переменного тока практически свести к нулю, зашунтировав, например, резистор конденсатором достаточно большой емкости.

Положим в основных уравнениях четырехполюсника $u_2=0$, Тогда эти уравнения предстанут в виде

$$u_1 = h_{11} i_1,$$
$$u_2 = h_{21} i_1.$$

Решив каждое из полученных уравнений относительно h-параметров, найдем:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1},$$
$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}.$$

Параметр h_{11}, равный отношению переменной составляющей напряжения на входе u_1 к переменной составляющей входного тока i_1, при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора, называется статическим входным сопротивлением.

Параметр h_{21}, представляющий собой отношение переменной составляющей выходного тока к переменной составляющей входного тока при коротком замыкании по переменному току в выходной цепи, называется статическим коэффициентом усиления по току.

Основные уравнения четырехполюсника играют такую же роль для транзисторных схем, что и внутреннее уравнение лампы $\mu=SR_i$ для ламповых схем. Однако в отличие от лампы для полного описания взаимосвязей в транзисторе необходимо иметь не одно, а два уравнения, что обусловлено наличием внутренней обратной связи в транзисторе. По этой же причине транзистор имеет не три, как это имеет место для лампы, а четыре параметра.

Величины h-параметров для трех различных схем включения одного и того же транзистора не одинаковы. Поэтому, указывая значение какого-либо параметра, необходимо указать, для какой схемы включения справедлива указываемая величина. В зависимости от схемы включения к цифровым индексам h-параметров принято добавлять один из буквенных индексов «б», «э» или «к», соответствующих схеме с общей базой, схеме с общим эмиттером и схеме с общим коллектором.

Между значениями h-параметров для различных схем включения транзистора существует однозначная связь. Имея данные h-параметров для какой-либо одной схемы включения, можно легко вычислить эти параметры для любой другой схемы включения, пользуясь следующими приближенными формулами пересчета:

$$h_{11э} = h_{11к} = \frac{h_{11б}}{1 - h_{21б}}; \quad h_{12э} = \frac{h_{11б}\, h_{22б}}{1 - h_{21б}} - h_{12б}; \quad h_{21э} = \frac{h_{21б}}{1 - h_{21б}};$$

$$h_{22э} = h_{22к} = \frac{h_{22б}}{1 - h_{21б}}; \quad h_{12к} = 1 - h_{12э} \approx 1; \quad h_{21к} = \frac{1}{1 - h_{21б}}.$$

Наличие в транзисторе внутренней обратной связи, характеризуемой параметром h_{12}, не позволяет в полной мере воспользоваться для расчета транзисторных каскадов хорошо разработанной методикой расчета ламповых схем. Однако при достаточно малом внутреннем сопротивлении источника сигнала влиянием обратной связи можно пренебречь. Тогда от h-параметров транзистора можно легко перейти к параметрам ламп, воспользовавшись следующими соотношениями:

$$\mu = \frac{h_{21}}{h_{22}\,h_{11}}; \quad S = \frac{h_{21}}{h_{11}}; \quad R_i = \frac{1}{h_{22}}.$$

Эти соотношения позволяют пользоваться для расчета транзисторных каскадов формулами, известными из теории ламповых усилителей. Однако при этом следует помнить, что входное сопротивление транзистора существенно уменьшает сопротивление нагрузки предыдущего каскада, т. е. коэффициент усиления предыдущего каскада должен определяться с учетом входного сопротивления последующего каскада.

Необходимо также иметь в виду, что статические параметры транзистора зависят от частоты и в общем случае являются комплексными величинами. Однако на частотах существенно меньших, чем граничная частота транзистора для используемого способа включения, статические параметры можно считать величинами чисто активными.

Наиболее важным параметром в схеме с общим эмиттером является параметр $h_{21э}$, который часто обозначается как β, т. е. $\beta = h_{21э}$. В схеме с общей базой коэффициент усиления по току $h_{21б}$ часто обозначается как α, т. е. $\alpha = h_{21б}$. Параметры α и β связаны между собой следующими зависимостями:

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta};$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}.$$

Зависимость параметров транзистора от частоты

Зависимость параметров транзистора от частоты проявляется прежде всего в уменьшении коэффициента усиления каскада с ростом частоты подводимого сигнала. Это ухудшение усилительных свойств в транзисторах наступает на значительно более низких частотах, чем в электронных лампах. Например, у низкочастотных плоскостных транзисторов этот эффект проявляется уже на частотах порядка десятков килогерц.

Частотная зависимость свойств транзисторов обусловлена главным образом уменьшением с ростом частоты коэффициента усиления по току (α или β), а также влиянием статических емкостей переходов.

В транзисторах средние скорости движения, которыми обладают отдельные носители зарядов, движущиеся по законам диффузии в области базы, отличаются друг от друга. В силу этого группа зарядов, одновременно инъектированных в область базы из эмиттера, достигает коллекторного перехода в разное время.

Если предположить, что в схеме с общей базой эмиттерный ток имеет вид импульса с идеально крутыми передним и задним фронтами, то импульс тока коллектора таких фронтов иметь не будет. Из-за

разницы в скоростях движения отдельных зарядов фронты импульса окажутся растянутыми во времени. Чем больше толщина базы и чем короче импульсы, тем более размытыми будут фронты выходных импульсов.

Если длительность входного импульса окажется меньше длительности фронта импульса на выходе, то выходной ток вообще не сможет достигнуть установившегося значения, т. е. вместе с искажениями формы импульса будет иметь место также и уменьшение его размаха.

Аналогичное явление наблюдается и при синусоидальном входном сигнале. За счет инерции нарастания и спада тока коллектора его амплитуда заметно уменьшается по мере уменьшения периода, т. е. с ростом частоты. При неизменном входном токе это равносильно уменьшению коэффициента усиления по току.

Вместе с тем в случае, когда время движения носителей от эмиттера к коллектору соизмеримо с периодом колебаний подводимого напряжения, изменения коллекторного тока будут происходить несколько позднее вызвавших их изменений тока эмиттера.

Такое запаздывание определяется толщиной базы и скоростью распространения в ней зарядов. Фаза синусоидального сигнала в цепи коллектора будет отставать от фазы сигнала в цепи эмиттера на некоторый угол φ, величина которого увеличивается с ростом частоты. Поэтому на высоких частотах коэффициент усиления по току α характеризуется не только своей абсолютной величиной — модулем, но и относительным изменением фазового угла φ, т. е. фазой.

Частоту, на которой модуль коэффициента усиления по току α уменьшается в $\sqrt{2}$ раз от значения, измеренного на низкой частоте называют **предельной или граничной частотой усиления по току** f_α.

При необходимости определения модуля коэффициента усиления по току α_f на любой частоте f, если известна предельная частота f_α, пользуются следующим приближенным соотношением:

$$\alpha_f = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_\alpha^2}}},$$

в котором α — коэффициент усиления по току на низкой частоте.

В схеме с общим эмиттером влияние диффузионного процесса на частотные свойства транзистора проявляются еще более сильно, так как предельная частота f_β, на которой модуль коэффициента усиления по току β_f уменьшается в $\sqrt{2}$ раз от значения β, измеренного на низкой частоте, связана с предельной частотой f_α соотношением

$$f_\beta = \frac{f_\alpha}{1,2\beta}.$$

Например, у транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером и имеющего в схеме с общей базой $f_\alpha = 120$ *Мгц*, предельная частота усиления по току $f_\beta = 2$ *Мгц*, если $\beta = 50$.

Следует заметить, что в схеме с общей базой на частотах $f < 0,1 f_\alpha$ коэффициент усиления по току α практически не зависит от частоты.

Аналогично и в схеме с общим эмиттером на частотах, для которых удовлетворяется условие $f<0{,}1 f_{\beta}$, коэффициент усиления по току β можно считать не зависящим от частоты.

Изменение статического коэффициента усиления по току формально учитывается влиянием диффузионной емкости входной цепи транзистора $C_{\text{дифф}}$. Своим происхождением диффузионная емкость обязана тому, что на высокой частоте, когда время движения неосновных носителей сравнимо с периодом приложенного ко входу напряжения, скорость изменения плотности носителей за счет диффузии становится меньше скорости изменения плотности носителей, инъектированных эмиттером. Разница в скоростях изменения плотностей зарядов, движущихся за счет диффузии и поступающих из эмиттера, приводит к появлению сдвига во времени между током и напряжением, действующими на входе. Эта инерционность воспринимается источником входного сигнала как дополнительная емкостная составляющая входного сопротивления транзистора.

Общая входная емкость транзистора состоит из зарядной емкости эмиттера и входной диффузионной емкости. Зарядная емкость эмиттерного перехода $C_{\text{э}}$ обычно в 5—10 раз превосходит зарядную емкость коллекторного перехода $C_{\text{к}}$. У большинства маломощных плоскостных транзисторов емкость $C_{\text{к}}$ лежит в пределах 3—50 *пф*.

Диффузионная емкость эмиттера в сплавных транзисторах достигает величины нескольких тысяч пикофарад. Величина ее может быть вычислена по формуле

$$C_{\text{э.дифф}} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}\, r'_{\text{б}}},$$

где $r'_{\text{б}}$ — высокочастотное сопротивление базы, приводимое в справочных данных.

Определение *h*-параметров по статическим характеристикам

Статические параметры транзисторов тесно связаны со статическими характеристиками и могут быть определены методами подобными тем, которые применяются для определения параметров электронных ламп. Однако параметры, найденные по статическим характеристикам, пригодны для расчетов транзисторных каскадов, работающих в диапазоне только относительно низких частот, когда эти параметры еще чисто активны и не зависят от частоты.

Рассмотрим способы определения *h*-параметров плоскостного транзистора на примере его включения по схеме с общим эмиттером. На рис. 10, *а* приведена входная статическая характеристика, соответствующая некоторому неизменяющемуся напряжению на коллекторе $U_{\text{к.э}}$, на которой отмечена рабочая точка *А*. Выбранной рабочей точке соответствуют некоторые значения постоянного напряжения на базе $U_{\text{б.э}}$ и постоянной составляющей входного тока $I_{\text{б}}$.

По положению рабочей точки *А* можно определить входное сопротивление транзистора для постоянного тока, которое равно:

$$r_{\text{0вх}} = \frac{U_{\text{б.э}}}{I_{\text{б}}}.$$

Зная входное сопротивление, можно весьма просто рассчитать элементы цепи смещения базы, обеспечивающие требуемый режим работы, т. е. заданное положение рабочей точки *А*.

Если ко входной цепи транзистора подведено переменное напряжение от источника сигнала, то значение входного тока, состоящее из переменной и постоянной составляющих, непрерывно изменяется, отклоняясь от положения рабочей точки A попеременно в точки A' и A''. За счет переменной составляющей входного тока входная цепь транзистора получает приращение базового тока $\Delta I_б$ и соответствующее приращение напряжения на базе $\Delta U_{б.э}$.

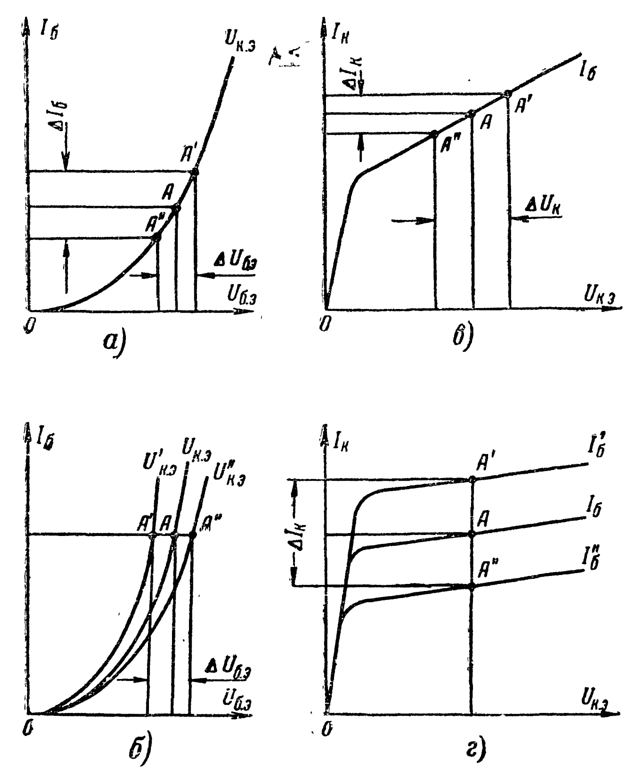


Рис. 10. К определению h-параметров транзистора с помощью статических характеристик.

Значение параметра $h_{11э}$, представляющее собой входное сопротивление транзистора для переменного тока при неизменяющемся (постоянном) напряжении на коллекторе, определяется как

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{б.э}}{\Delta I_б}.$$

На рис. 10, *б* дано семейство входных статических характеристик, соответствующих трем различным напряжениям на коллекторе, и на одной из них отмечено положение выбранной рабочей точки A. Если

во входной цепи транзистора создать такие условия, чтобы входной ток не изменялся и при этом изменять величину напряжения на коллекторе, то вследствие влияния внутренней обратной связи, действующей в транзисторе, произойдет изменение напряжения на базе на величину $\Delta U_{б.э}$. Значение параметра $h_{12э}$ — коэффициента обратной связи по напряжению — определится как

$$h_{12э} = \frac{\Delta U_{б.э}}{\Delta U_{к.э}},$$

где $\Delta U_{к.э} = U''_{к.э} - U'_{к.э}$ — приращение напряжения на коллекторе, вызывающее изменение напряжения на базе.

Следовательно, параметр $h_{12э}$ учитывает влияние процесса прохождения части усиленного напряжения из цепи коллектора обратно в цепь базы. Вследствие того что фаза напряжения в коллекторе не совпадает с фазой напряжения в базе, процесс обратного прохождения сигнала в ряде случаев может оказывать существенное влияние на усилительные свойства каскада.

Параметр $h_{22э}$ — выходная проводимость транзистора по переменному току — определяется по выходной статической характеристике, снятой для некоторого неизменяющегося (постоянного) базового тока (рис. 10, *в*). Задавшись небольшим приращением напряжения на коллекторе $\Delta U_{к.э}$ относительно выбранного положения рабочей точки A, можно определить соответствующее приращение тока коллектора $\Delta I_к$. Значение выходной проводимости определяется из выражения

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{к.э}}.$$

Для определения параметра $h_{21э} = \beta$ (β — коэффициент усиления транзистора по переменному току) необходимо иметь семейство выходных статических характеристик (рис. 10, *г*), на которых отмечается приращение тока базы $\Delta I_б = I'_б - I''_б$ относительно положения рабочей точки A, а также вызванное этим приращением изменение тока коллектора $\Delta I_к$. При этом напряжение на коллекторе $U_{к.э}$ принимается неизменяющимся. Значение коэффициента усиления по току определяется согласно выражению

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б}.$$

ФАКТОРЫ, ОБУСЛОВЛИВАЮЩИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ СТАТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА

Зависимость параметров транзистора от режима

Поскольку статические характеристики транзисторов обладают явно выраженными нелинейными свойствами, значения параметров зависят от того, в какой области характеристик располагается рабочая точка. Смещение положения рабочей точки на статических характеристиках приводит к изменениям значений всех параметров транзистора. Поэтому когда в справочниках приводятся значения параметров какого-либо типа транзисторов, то обязательно оговаривается и режим, для которого эти значения справедливы.

Обычно выбор режима транзистора по постоянному току начинают с выбора положения рабочей точки на выходных статических характеристиках с тем, чтобы обеспечить требуемые динамические свойства каскада. А уже затем определяют соответствующее положение рабочей точки на входных статических характеристиках. Поэтому принято рассматривать зависимость параметров транзистора от режима выходной цепи, т. е. от тока коллектора и напряжения на коллекторе.

Пользуясь приведенными на рис. 8 и 9 статическими характеристиками, рассмотрим основные и наиболее существенные закономерности зависимости параметров транзистора от режима.

Входные характеристики транзистора рис. 8, *а* и 9, *а* характеризуются кривыми с переменной крутизной. Малым входным токам соответствует бо́льший наклон кривых к оси напряжений, а по мере увеличения входных токов восходящий участок кривых делается более крутым. Это говорит о том, что параметр h_{11} — статическое входное сопротивление — имеет наибольшее значение при относительно малых входных токах и уменьшается по мере перемещения рабочей точки в область более высоких значений входных токов.

Так как постоянная составляющая входного тока однозначно связана с выходным током посредством коэффициентов α_0 или β_0, то зависимость параметра h_{11} от входного тока в любой схеме включения транзистора может быть заменена зависимостью этого параметра от выходного тока.

Входные статические характеристики транзистора, соответствующие различным напряжениям на коллекторе, располагаются весьма близко друг к другу, образуя узкий, расходящийся веером, пучок кривых. Это указывает на то, что параметр h_{11} хотя слабо, но все же зависит от напряжения на коллекторе.

Рассматривая семейство входных статических характеристик (рис. 8, *а* и 9, *а*), заметим, что кривые сходятся книзу, сливаясь в одну сплошную линию по мере уменьшения входного тока. Следовательно, с уменьшением входного тока величины приращений входного тока и входного напряжения уменьшаются при неизменном приращении напряжения на коллекторе. Это значит, что уменьшение входного тока вызывает ослабление обратной передачи напряжения из выходной цепи во входную, т. е. величина параметра h_{12} заметно уменьшается. Как видно из семейства входных статических характеристик, расстояния между соседними кривыми, снятыми через равные интервалы напряжений на коллекторе, не одинаковы. Это указывает на зависимость значений параметра h_{12} от напряжения на коллекторе, так как одним и тем же приращениям коллекторного напряжения соответствуют различные приращения напряжения на входе.

Обращаясь к выходным статическим характеристикам транзистора, заметим, что в схеме с общим эмиттером (рис. 9, *б*) в области малых напряжений на коллекторе (в пределах линии критического режима) даже очень небольшим приращениям напряжения на коллекторе соответствуют значительные приращения тока коллектора. Это говорит о том, что в этой области параметр $h_{22э}$ — выходная проводимость — имеет большое значение. По мере увеличения коллекторного напряжения кривые претерпевают явно выраженный изгиб и переходят в пологий участок, который обычно используется как рабочая область. На этом участке изменение напряжения на коллекторе вызывает весьма незначительное изменение коллекторного тока, т. е. значение параметра $h_{22э}$ получается малым.

В схеме с общей базой линия критического режима на выходных статических характеристиках (рис. 8, *б*) располагается в области прямых напряжений на коллекторе. Поэтому во всей используемой для работы области характеристик параметр $h_{22б}$ имеет более постоянное значение. Сами характеристики обычно имеют значительно меньший наклон к оси напряжений, чем в схеме с общим эмиттером, т. е. абсолютная величина параметра $h_{22б}$ значительно меньше величины параметра $h_{22э}$, измеренной для одного и того же транзистора.

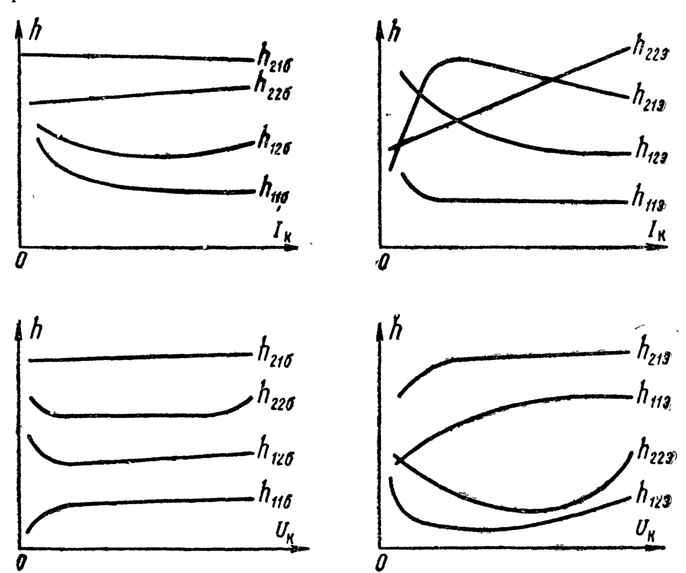


Рис. 11. Ориентировочные кривые зависимости *h*-параметров от режима.

Наклон выходных статических характеристик к оси напряжения не постоянен в пределах рабочей области. По мере увеличения коллекторного напряжения этот наклон увеличивается. Особенно резкое увеличение наклона наблюдается за пределами предпробойной области, т. е. при чрезмерно больших напряжениях на коллекторе.

Обратим внимание на то, что наклон выходных характеристик зависит от тока базы, при котором эти характеристики снимались. При малых токах базы, а следовательно, и при малых токах коллектора наклон характеристик выражен значительно слабее, чем при больших базовых и коллекторных токах. Это говорит о том, что параметр h_{22} существенно зависит от тока коллектора, увеличиваясь при увеличении этого тока.

Семейство выходных статических характеристик обладает той особенностью, что по мере увеличения входного тока расстояния между соседними характеристиками, особенно в схеме с общим эмиттером, заметно уменьшаются, т. е. кривые располагаются гуще. Расстояние между соседними выходными характеристиками, снятыми

через равные интервалы значений базового тока, характеризуют параметр h_{21} — коэффициент усиления по току. Следовательно, величина параметра h_{21} уменьшается при увеличении коллекторного тока.

Особенно сильная зависимость параметра h_{21} наблюдается в схеме с общим эмиттером. В справочниках по транзисторам часто приводятся графики зависимости β от тока коллектора или тока эмиттера. Типичная кривая такой зависимости имеет восходящий участок, соответствующий малым токам эмиттера, на котором β изменяется очень резко. При некотором значении эмиттерного тока β достигает наибольшего значения, а при дальнейшем увеличении тока эмиттера величина β монотонно уменьшается.

Параметр h_{21} зависит также и от напряжения на коллекторе, о чем свидетельствует изменение расстояний между соседними выходными характеристиками по мере изменения напряжения на коллекторе. Особенно сильно эта зависимость проявляется в области напряжений, прилегающих к линии критического режима.

На рис. 11 приведены кривые характера зависимостей низкочастотных h-параметров от напряжения на коллекторе и от величины коллекторного тока, позволяющие более наглядно представить общие закономерности рассматриваемых зависимостей.

Зависимость параметров транзистора от температуры

Параметры транзисторов сильно зависят от температуры. Эта зависимость в основном обусловливается изменением характера проводимости полупроводниковых материалов. При повышении температуры возрастает собственная проводимость и уменьшается примесная проводимость полупроводника, что существенно влияет на электрические процессы внутри полупроводниковых кристаллов, изменяя свойства электронно-дырочных переходов.

Температурная зависимость параметров транзисторов прежде всего выражается в том, что при изменении температуры сильно изменяется форма входных и выходных статических характеристик, а также их взаимное расположение и расположение относительно координатных осей.

При увеличении температуры входные статические характеристики несколько смещаются в сторону меньших входных напряжений, т. е. к оси токов. Кроме того, увеличивается их наклон к оси напряжений.

В этих же условиях выходные статические характеристики изменяются следующим образом: увеличивается угол наклона характеристик к оси напряжений, а также начала загиба характеристик в предпробойной области смещаются в сторону меньших напряжений на коллекторе.

Для большинства маломощных низкочастотных сплавных германиевых транзисторов, используемых в интервале температур от -10° до $+60^\circ$ С, величину $\Delta\beta$ — изменение статического коэффициента усиления по току от температуры — можно рассчитать по следующей приближенной формуле:

$$\Delta\beta = \beta\left(a^{\frac{\Delta t}{b}} - 1\right),$$

где β — статический коэффициент усиления по току при температуре 20° С; $\Delta t = t - 20^\circ$ С — приращение температуры; $b = 10^\circ$ С и $a = 1{,}03$ ÷

÷ 1,07 — постоянные величины. Следует иметь в виду, что коэффициент a имеет довольно большой разброс значений даже у однотипных транзисторов. Аналогично приближенная зависимость изменения статического входного сопротивления от температуры может быть представлена в виде

$$\Delta h_{11э} = h_{11э}\left(a^{\frac{\Delta t}{b}} - 1\right).$$

Здесь, как и в предыдущей формуле, $h_{11э}$ — статическое входное сопротивление транзистора при температуре 20° С.

Следует отметить, что приведенные формулы учитывают только температурную нестабильность самих статических параметров, т. е. когда режим транзистора по постоянному току не изменяется.

Статические параметры транзистора в схеме с общей базой изменяются незначительно и в большинстве практических случаев с этими изменениями можно примириться.

Влияние обратного тока коллектора

Большая температурная нестабильность статических параметров транзистора связана с изменением обратных токов электронно-дырочных переходов, так как величины этих токов обладают сильной завнсимостью от температуры. В транзисторных каскадах, работающих в режиме линейного усиления, эмиттерный переход включается в цепь источников питания в прямом направлении. При этом обратный ток эмиттерного перехода отсутствует и, следовательно, никак проявлять себя не может.

Обратный ток коллектора, протекая в цепях базы и коллектора, вызывает температурный дрейф рабочей точки. Это в свою очередь вызывает дополнительную нестабильность параметров транзистора от изменения режима. Таким образом, температура воздействует на величины параметров не только непосредственно, но и косвенно — через изменение режима.

Зависимость обратного тока коллектора от температуры приближенно выражается соотношением

$$I_{к0\,(t)} = I_{к0}\, 2^{\frac{\Delta t}{b}},$$

где $I_{к0}$ — обратный ток коллектора при температуре $t_0 = 20°$ С; $\Delta t = t - t_0$ — приращение температуры; $b = 10°$ С — постоянная величина.

Такая зависимость обратного тока от температуры приводит к тому, что в диапазоне изменений рабочих температур величина $I_{к0}$ может изменяться в десятки раз и вызывать существенную температурную нестабильность коллекторного тока.

В кремниевых транзисторах обратный ток коллектора имеет по сравнению с германиевыми транзисторами значительно меньшую величину. Температурная нестабильность коллекторного тока у кремниевых транзисторов проявляется гораздо слабее. Поэтому для работы в условиях большого колебания температур более пригодны кремниевые транзисторы.

Температура электронно-дырочного перехода зависит от мощности, рассеиваемой на транзисторе. Подавляющая часть этой мощности выделяется в виде тепла на коллекторном переходе, вызывая нагрев всего полупроводникового материала.

Процесс нагревания транзистора, обладающего определенной массой, инерционен. От момента включения транзистора в работу, когда температура транзистора равна температуре окружающего воздуха, до момента, когда транзистор прогреется и его температура достигнет некоторого постоянного установившегося значения, проходит значительное время. Это обстоятельство усугубляется, если для улучшения условий охлаждения транзистор снабжается радиатором.

Вместе с тем необходимо учитывать и то, что температура окружающего воздуха внутри корпуса радиоэлектронного устройства, в котором размещены транзисторы и другие радиокомпоненты, устанавливается после включения прибора не сразу, а в течение некоторого, обычно весьма продолжительного, времени.

Все эти факторы требуют учета, так как реальный диапазон изменений температур транзисторов может существенно расширяться по сравнению с диапазоном температур окружающего воздуха.

Температурные свойства транзисторов в области повышенных температур на переходах оценивают по величине обратного тока коллектора $I_{к0}$, влияние которого на стабильность статических параметров в большинстве случаев является преобладающим.

При относительно низких окружающих температурах более существенной становится непосредственная зависимость статических параметров от температуры, так как обратные токи переходов делаются настолько малыми, что уже не могут сколько-нибудь заметно влиять на режим транзистора.

Для расчета стабильности режима транзистора, работающего в интервале температур, необходимо знать величину приращения обратного тока коллектора, которая определяется по формуле

$$\Delta I_{к0} = I_{к0\,макс} - I_{к0\,мин} = I_{к0\,мин}\left(2^{\frac{\Delta t}{b}} - 1\right),$$

где $I_{к0\,макс}$ и $I_{к0\,мин}$ — значения обратного тока, соответствующие максимальной и минимальной температурам транзистора.

Разброс и дрейф параметров

Процесс изготовления полупроводниковых приборов включает в себя комплекс довольно сложных технологических операций. При этом из-за несовершенства технологических приемов и способов оказывается, что величины статических параметров однотипных транзисторов получаются не одинаковыми, а лежащими в некотором интервале значений. Этот интервал для важнейших параметров ограничивается минимальной и максимальной величинами, указываемыми в справочных данных.

Разброс параметров затрудняет обеспечение взаимозаменяемости однотипных транзисторов в схемах. Стремление добиться полной взаимозаменяемости неизбежно ведет к таким схемным решениям, которые снижают технико-экономические показатели радиоэлектронного устройства. Поэтому разброс параметров транзисторов какого-либо типа является одним из основных критериев оценки качества транзисторов данного типа.

Наибольшее влияние на свойства усилительной ступени оказывают статический коэффициент усиления по току, статическое входное сопротивление транзистора и величина обратного тока коллектора.

Для большинства отечественных маломощных плоскостных транзисторов разброс параметра β достигает двух раз. Входное сопротивление $h_{11э}$ изменяется от транзистора к транзистору до 1,5 раз.

Довольно неприятным свойством транзисторов является разброс значений обратного тока коллектора. В справочных и паспортных данных на транзисторы оговаривается только наибольшая возможная величина тока $I_{К0}$ у данного типа транзисторов при двух значениях температуры — комнатной и наибольшей по условиям работы. При этом разработчикам приходится строить свои схемы в расчете на наибольшие значения обратного тока, хотя основная масса транзисторов является более высококачественной и не требует этого. Конечно такой подход необходим только тогда, когда требуется абсолютная взаимозаменяемость.

Кремниевые транзисторы обладают по сравнению с германиевыми значительно меньшими абсолютными значениями обратных токов, а их параметры меньше зависят от температуры. Поэтому кремниевые транзисторы предпочтительно применять в устройствах, к стабильности параметров которых предъявляются наиболее жесткие требования. Однако кремниевые транзисторы в настоящее время значительно дороже германиевых.

Следует учитывать, что параметры транзисторов несколько изменяются в течение их срока службы. Эти изменения происходят из-за сложных физико-химических процессов, происходящих на поверхности и внутри полупроводниковых кристаллов с течением времени.

Наиболее интенсивный дрейф параметров наблюдается в течение первых нескольких сотен часов работы транзистора. Затем наступает период, в течение которого параметры изменяются медленно.

Наиболее существенным для усилительных транзисторов является дрейф обратного тока коллектора и коэффициента усиления по току. В зависимости от типа полупроводникового прибора и режима его работы обратный ток коллектора и статический коэффициент усиления по току могут и увеличиваться и уменьшаться.

У транзисторов высокого качества обратный ток коллектора изменяется в период наиболее интенсивного изменения параметров не более чем в 1,5—2 раза, а коэффициент усиления по току не более чем в 1,3—1,5 раза. Особенно подвержены дрейфу параметров транзисторы, у которых в результате механических повреждений нарушена герметичность. Вследствие попадания влаги внутрь полупроводникового прибора электрические свойства транзистора могут изменяться в очень широких пределах. Процессы изменения параметров в этом случае могут протекать довольно медленно и своевременно обнаружить их невозможно. В результате надежность радиоэлектронного устройства будет существенно снижена, так как дрейф параметров в этом случае по существу лишен какой-либо закономерности и определяется случайными факторами.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Динамические параметры для малого сигнала

При работе транзистора в усилительной схеме в его выходную цепь включается нагрузка, а во входной цепи действует источник сигнала со своим внутренним сопротивлением. В этом случае токи

и напряжения на электродах транзистора не остаются постоянными, а непрерывно изменяются. Такое состояние транзистора называют динамическим режимом.

Характеристики и параметры транзистора, находящегося в динамическом режиме, отличаются от характеристик и параметров статического режима, так как определяются не только свойствами самого транзистора, но и свойствами элементов электрической схемы.

Транзисторный усилительный каскад характеризуется следующими основными динамическими параметрами: входным сопротивлением $r_{вх}$, выходным сопротивлением $r_{вых}$, коэффициентом усиления по напряжению k_u, коэффициентом усиления по току k_i и коэффициентом усиления по мощности $k_p = k_u k_i$.

Входным динамическим сопротивлением транзисторного каскада $r_{вх}$ называют сопротивление входной цепи транзистора, являющееся нагрузкой для источника сигнала, т. е.

$$r_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_{вх}}.$$

Выходным динамическим сопротивлением называют то внутреннее сопротивление переменному току, которым обладает каскад, являясь источником сигнала, т. е.

$$r_{вых} = \frac{u_{вых}}{i_{вых}}.$$

Под динамическим коэффициентом усиления понимается отношение напряжения сигнала, действующего в выходной цепи, к напряжению сигнала, действующего во входной цепи каскада, т. е.

$$k_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}}.$$

Коэффициент усиления по току показывает, во сколько раз ток в выходной цепи транзистора превышает величину тока на входе

$$k_i = \frac{i_{вых}}{i_{вх}}.$$

Динамические параметры транзисторного каскада однозначно связаны со статическими параметрами и могут быть определены по статическим характеристикам транзистора. Однако следует помнить, что расчет по характеристикам применим только для той области рабочих частот, где параметры транзистора еще не являются комплексными и слабо зависят от частоты. Кроме того, необходимо иметь в виду, что расчет по характеристикам справедлив только для того экземпляра транзистора, характеристики которого используются для расчета, так как для различных транзисторов одного и того же типа статические характеристики существенно отличаются.

Независимо от схемы включения транзистора, если известны значения h-параметров в выбранной рабочей точке и задано сопротивление нагрузки, динамические параметры могут быть вычислены по следующим упрощенным формулам:

входное сопротивление транзистора

$$r_{вх} = h_{11} - h_{12} h_{21} R_{н.экв},$$

где

$$R_{н.экв} = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н}$$

— полное эквивалентное сопротивление, нагружающее данный каскад и определяемое действием сопротивления резистора в цепи коллектора $R_к$ и действием внешнего сопротивления нагрузки $R_н$, которое подсоединяется к коллектору. Например, это может быть входное сопротивление следующего каскада или нагрузка какого-либо другого вида;

выходное сопротивление каскада

$$r_{вых} = \frac{R_к}{1 + h_{22} R_к}.$$

Для схемы с общим коллектором вместо сопротивления резистора $R_к$ в последнюю формулу необходимо подставить сопротивление резистора в цепи эмиттера $R_э$.

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_u = \frac{h_{21} R_{н.экв}}{r_{вх}(1 + h_{22} R_{н.экв})}.$$

Коэффициент усиления по току

$$k_i = \frac{h_{21}}{(1 + h_{22} R_{н.экв})}.$$

В транзисторном усилительном каскаде, работающем на относительно низких частотах, в подавляющем большинстве случаев сопротивление нагрузки мало настолько, что выполняются условия $h_{11} \gg h_{12} h_{21} R_{н.экв}$ и $h_{22} R_{н.экв} \ll 1$. Тогда формулы, приведенные выше, можно упростить и пользоваться для расчета каскадов, в которых транзисторы включены по схемам с общей базой и с общим эмиттером следующими приближенными формулами:

входное сопротивление каскада

$$r_{вх} = h_{11};$$

выходное сопротивление

$$r_{вых} = R_к.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_u = \frac{h_{21}}{h_{11}} R_{н.экв}.$$

Коэффициент усиления по току

$$k_i = h_{21}.$$

Каскад, выполненный по схеме с общим коллектором, принято рассматривать как частный случай каскада с общим эмиттером. Для каскада с общим коллектором справедливы следующие приближенные формулы, по которым можно определить динамические параметры, используя для расчета статические параметры схемы с общим эмиттером:

входное сопротивление

$$r_{вх} = \beta R_{н.экв};$$

выходное сопротивление

$$r_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{и}}}{\beta}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_u \approx 1.$$

Коэффициент усиления по току

$$k_i = \beta.$$

В последних формулах $R_{\text{и}}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала; $R_{\text{н.экв}}$ — полное сопротивление нагрузки в цепи эмиттера, определяемое как параллельное соединение сопротивления резистора в цепи эмиттера $R_{\text{э}}$ и сопротивления внешней цепи нагружающей каскад, т. е.

$$R_{\text{н.экв}} = \frac{R_{\text{э}} R_{\text{н}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{н}}}.$$

Если транзисторный каскад имеет емкостную связь с источником сигнала, то во входной цепи устанавливаются резисторы, посредством которых входная цепь получает от источника питания требуемое смещение. В этом случае входное сопротивление каскада $r_{\text{вх}}$ уменьшается, так как резисторы смещения шунтируют собственное входное сопротивление транзистора. Поэтому полное входное сопротивление транзисторного каскада должно в общем случае определяться с учетом действия резисторов смещения.

Пользование приближенными формулами для расчетов транзисторных каскадов обычно приводит к ошибке, не превышающей 5—10% от действительной величины определяемого динамического параметра. Учитывая тот факт, что сами транзисторы имеют большой разброс статических параметров и их статические параметры не стабильны, небольшая ошибка в расчетах практически не имеет существенного значения. Поэтому пользование приближенными формулами вполне оправдано.

Динамические характеристики для большого сигнала

Режимом большого сигнала называется такой режим работы усилительного каскада, когда на электродах транзистора имеют место большие изменения токов и напряжений.

Между режимом большого сигнала и режимом малого сигнала имеются существенные принципиальные различия.

Если амплитуда сигнала, подаваемого на вход каскада, достаточно мала, нелинейные свойства транзистора не проявляются, так как используется очень малый участок статических характеристик. При увеличении амплитуды сигнала используется более широкая область характеристик, в пределах которой начинают проявляться нелинейные свойства транзистора, что приводит к искажениям формы выходного сигнала.

Нелинейные свойства транзисторов обусловливаются двумя факторами. Во-первых, из-за нелинейной зависимости входного тока от входного напряжения входное сопротивление транзистора на разных участках входной статической характеристики не одинаково. Во-вто-

рых, из-за нелинейной зависимости тока коллектора от тока базы коэффициент усиления по току на различных участках выходной статической характеристики тоже не одинаков.

Результирующее действие нелинейности на входе и нелинейности на выходе транзистора обусловливает нелинейность проходной амплитудной характеристики, которая зависит от свойств самого транзистора, а также от способа подачи входного сигнала и динамического режима по переменному току в выходной цепи.

В схеме с общей базой зависимость коэффициента усиления по току α от тока коллектора выражена очень слабо. Поэтому нелинейность проходной динамической характеристики определяется в основном нелинейностью входной динамической характеристики. Эта нелинейность проявляется только при очень малых входных токах, когда источник входного сигнала имеет относительно малое выходное сопротивление, т. е. когда каскад работает в режиме задания на его входе напряжения сигнала.

Линейность проходной амплитудной характеристики транзистора в схеме с общей базой может быть существенно улучшена, если питать его входную цепь от источника сигнала, выходное сопротивление которого велико по сравнению с входным сопротивлением транзистора. В этом случае входной ток в меньшей степени будет определяться входным сопротивлением транзистора, величина которого не постоянна при использовании широкой области входной характеристики, а в основном будет зависеть от выходного сопротивления источника сигнала, величина которого постоянна.

В большинстве практических случаев использования низкочастотного усилительного транзисторного каскада, включенного по схеме с общей базой, согласование выходного сопротивления источника сигнала с входным сопротивлением транзистора отсутствует и задача получения хорошей линейности каскада решается автоматически. Но при этом большая часть полезной мощности рассеивается на внутреннем сопротивлении источника, что приводит к низкому коэффициенту усиления каскада по мощности.

Если для согласования входной цепи транзистора с источником сигнала применяется согласующий трансформатор или входная цепь питается от эмиттерного повторителя, то необходимо позаботиться о том, чтобы рабочая область входных характеристик не располагалась в зоне, где входная характеристика нелинейна.

В схеме с общим коллектором каскад оказывается охваченным сильной отрицательной обратной связью по напряжению и при правильно выбранном режиме работы по постоянному току линейность проходной амплитудной характеристики получается удовлетворительной.

Нелинейные свойства каскада с общим коллектором проявляются только тогда, когда входная цепь каскада получает сигнал от источника, внутреннее сопротивление которого существенно превосходит входное сопротивление каскада, т. е. когда каскад работает в режиме задания на его управляющем электроде постоянного уровня входного тока.

Объясняется это явление тем, что входное сопротивление схемы с общим коллектором не постоянно и зависит от коэффициента усиления по току β, который в свою очередь изменяется при различных токах коллектора.

Наибольшую нелинейность проходной амплитудной характеристики имеет каскад с общим эмиттером. Рассмотрим динамические

характеристики этой, наиболее распространенной, схемы включения транзистора.

На рис. 12, *б* изображены выходные статические характеристики транзистора и проведена динамическая линия нагрузки, соответствующая сопротивлению нагрузки $R_н$. Динамическая линия нагрузки для активных нагрузочных сопротивлений представляет собой прямую линию и поэтому часто называется просто нагрузочной прямой.

Положение нагрузочной прямой на статических характеристиках однозначно определяется напряжением источника питания $E_к$ и сопротивлением резистора $R_н$.

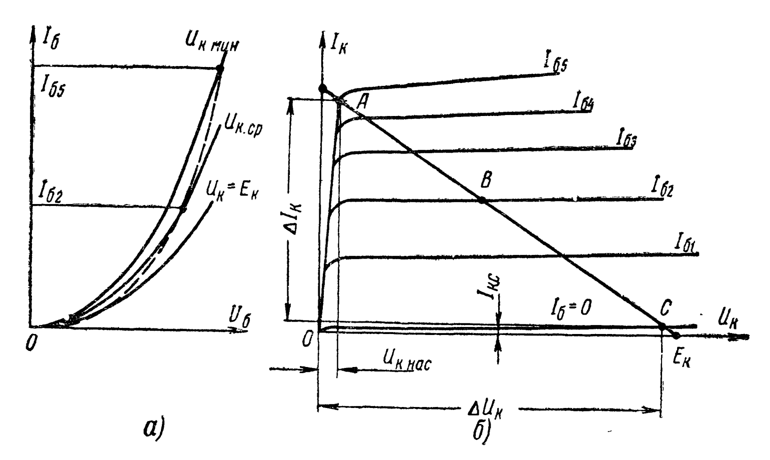


Рис. 12. Динамические характеристики транзисторного каскада.

Точка пересечения нагрузочной прямой с осью напряжений совпадает с точкой, в которой напряжение на коллекторе равно $E_к$. Действительно, эта точка соответствует случаю, когда ток коллектора равен нулю. При этом ток в нагрузочном сопротивлении тоже отсутствует и падение напряжения на сопротивлении нагрузки равно нулю. Следовательно, все напряжение источника питания $E_к$ оказывается приложенным к коллектору транзистора.

Точка пересечения нагрузочной прямой с осью токов совпадает с точкой, для которой удовлетворяется условие

$$I_к = \frac{E_к}{R_к},$$

так как ток коллектора в случае, если бы транзистор можно было открыть полностью, ограничивался бы только действием сопротивления $R_к$.

Все промежуточные положения точек на динамической линии нагрузки характеризуют возможные напряжения и токи, действующие на электродах транзистора в режиме большого сигнала с учетом сопротивления нагрузки. Любому току базы соответствуют вполне определенные значения тока коллектора и коллекторного напряжения.

Из рис. 12, *б* видно, что при токе базы, равном нулю, транзистор полностью не запирается и в его коллекторе течет неуправляемая часть тока коллектора $I_{к.с}$, обусловленная влиянием обратного тока коллекторного перехода. Чтобы полностью запереть транзистор, нужно приложить к базе относительно эмиттера небольшой запирающий потенциал.

При равномерном увеличении тока базы ток коллектора увеличивается сначала быстро, а затем все медленнее, т. е. коэффициент усиления по току k_i сильно зависит от тока коллектора, причем эта зависимость такова, что по мере увеличения тока коллектора коэффициент усиления по току заметно уменьшается.

Увеличение тока базы выше значения $I_{б5}$ не вызывает уже увеличения коллекторного тока. Наступает режим насыщения, при котором ток коллектора почти не зависит от тока базы.

В режиме насыщения транзистор оказывается полностью открытым и почти все напряжение источника питания падает на сопротивлении нагрузки. Однако очень небольшая часть напряжения, называемая напряжением насыщения $U_{к.нас}$, все же падает на самом транзисторе, так как он обладает некоторым конечным сопротивлением, хотя и очень малым.

Используемая для работы в режиме линейного усиления область динамической линии нагрузки располагается на участке между точками *A* и *C*. Точка *C* соответствует началу области отсечки коллекторного тока, а точка *A* — началу области насыщения. За пределами области, ограниченной точками *A* и *C*, транзистор неуправляем со стороны базового вывода и, следовательно, эта область не может быть использована в линейном усилительном режиме.

Участок динамической линии нагрузки между точками *A* и *C* называют **раствором выходной динамической характеристики**, который характеризует максимально возможную мощность переменного тока, выделяемую в нагрузке при данном нагрузочном сопротивлении $R_н$.

Чем шире раствор выходной динамической характеристики, тем бо́льшую полезную мощность может при прочих равных условиях отдать транзисторный каскад в нагрузку.

Раствор выходной динамической характеристики измеряется произведением наибольшего возможного изменения коллекторного тока $\Delta I_к$ на наибольшее возможное изменение коллекторного напряжения $\Delta U_к$, т. е. величиной

$$P_p = \Delta U_к \, \Delta I_к \approx \frac{E_к^2}{R_н},$$

где

$$\Delta U_к = E_к - R_н I_{к.с} - U_{к.нас} \approx E_к,$$

$$\Delta I_к = \frac{E_к}{R_н} - \frac{U_{к.нас}}{R_н} - I_{к.с} \approx \frac{E_к}{R_н}.$$

Из последних выражений видно, что раствор выходной динамической характеристики зависит в основном от напряжения источника питания $E_к$ и сопротивления нагрузки $R_н$. Увеличить раствор возможно либо увеличением напряжения источника питания, либо уменьшением сопротивления нагрузки.

Увеличение $E_к$ ограничивается величиной допустимого напряжения на коллекторе относительно базы и эмиттера, так как в некоторые моменты времени работы каскада в режиме большого сигнала напряжение на коллекторе может достигать значений, близких к величине $E_к$. Следовательно, обязательно должно удовлетворяться условие $E_к < U_{к.доп}$, которое необходимо для безаварийной работы транзистора.

Уменьшение $R_к$ ограничивается величиной допустимого тока коллектора, так как максимально возможное значение тока через транзистор растет с уменьшением сопротивления нагрузки.

Кроме того, уменьшение сопротивления нагрузки изменяет положение динамической линии нагрузки на выходных статических характеристиках так, что линия нагрузки располагается более круто, т. е. глубже заходит в пределы участка, на котором зависимость коэффициента усиления по току от тока коллектора проявляется сильнее и, следовательно, увеличивается нелинейность выходной амплитудной характеристики транзистора.

Динамическая линия нагрузки на входных статических характеристиках транзистора строится с учетом динамического режима в выходной цепи транзистора, так как в режиме большого сигнала напряжение на коллекторе не остается постоянным.

На рис. 12, *а* приведено семейство входных статических характеристик транзистора, каждая из которых соответствует только определенному коллекторному напряжению.

Чтобы построить динамическую линию нагрузки, нужно для каждого напряжения на коллекторе, для которого имеется статическая входная характеристика, определить по выходной динамической характеристике соответствующий этому напряжению ток базы, а затем на входных статических характеристиках отметить точки, которые соответствуют найденным значениям токов базы. Если теперь соединить эти точки плавной кривой линией, то получим входную динамическую линию нагрузки для больших сигналов на входе.

Вследствие того что входные статические характеристики транзистора располагаются густо, для упрощения процесса расчета транзисторного каскада по статическим характеристикам входную динамическую линию нагрузки обычно не строят, а просто принимают одну из статических характеристик, соответствующую небольшому напряжению на коллекторе, за динамическую.

Характер нелинейности во входной цепи транзисторного каскада в схеме с общим эмиттером по своему результирующему действию является обратным по отношению к нелинейности в выходной цепи. С увеличением напряжения на базе ток базы растет сначала медленно, а затем быстрее. Если бы выходная динамическая характеристика была абсолютно линейной, то ток коллектора изменялся бы при изменении напряжения на базе точно так же. Однако за счет нелинейности ток коллектора при равномерном увеличении тока базы изменяется сначала довольно быстро, а затем его изменения замедляются.

Более наглядное представление о характере нелинейности транзисторного каскада можно составить, если выразить зависимость выходного тока $i_к$ от тока на входе $i_б$ для некоторого сопротивления нагрузки $R_н$ в виде графика. Такая зависимость, приведенная на рис. 13, *б*, может быть построена по данным выходной динамической характеристики (рис. 12, *б*).

Сопоставив между собой входную динамическую характеристику каскада (рис. 13, *а*), и динамическую выходную характеристику

(рис. 13, *б*), а также учтя вышеизложенные соображения, можно сделать вывод, что если на входе каскада задается напряжение, т. е. каскад работает от источника сигнала, внутреннее сопротивление которого мало по сравнению с входным сопротивлением транзистора, то результирующая нелинейность — нелинейность проходной динамической характеристики — определяется суммарным действием нелинейностей входной и выходной динамических характеристик.

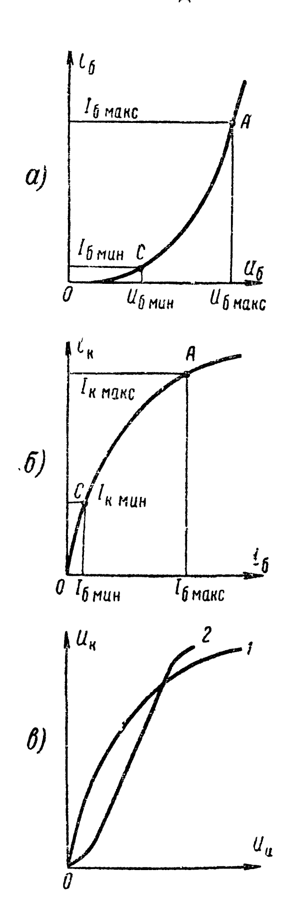


Рис. 13. К пояснению нелинейных свойств входной, выходной и проходной динамических характеристик транзистора.

Если же на входе каскада задается ток, т. е. каскад работает от источника сигнала, внутреннее сопротивление которого велико по сравнению с входным сопротивлением транзистора, то нелинейность проходной динамической характеристики определяется только нелинейностью выходной динамической характеристики.

Из всего этого еще нельзя сделать вывод (рис. 13, *в*), что при работе в режиме задания управляющего тока нелинейность проходной амплитудной характеристики транзисторного каскада *1* будет в любом случае меньше, чем при работе в режиме задания управляющего напряжения *2*. При определенных соотношениях между внутренним сопротивлением источника сигнала и сопротивлением нагрузки нелинейность выходной динамической характеристики может частично компенсироваться нелинейностью входной динамической характеристики. Если эта компенсация происходит в достаточно широкой области, охватывающей рабочий участок, то нелинейность проходной динамической характеристики может быть меньше, чем в случае, когда такой компенсации нет.

Динамические параметры для большого сигнала

В режиме большого сигнала свойства транзисторного каскада удобно характеризовать следующими параметрами: входным сопротивлением $R_{вх}$, коэффициентами усиления по напряжению, току и мощности (K_u, K_i; $K_p = K_u K_i$), а также коэффициентом нелинейности проходной динамической характеристики $k_н$.

Из-за нелинейности входной динамической характеристики входное сопротивление каскада непостоянно, т. е. обладает для каждого мгновенного значения входного сигнала различными сопротивлениями. Для упрощения расчета каскадов, работающих в режиме большого сигнала, условно считают входное сопротивление постоянным и равным усредненной величине всех мгновенных значений входного сопротивления на рабочем участке.

Имея входную динамическую характеристику транзисторного каскада для схемы с общим эмиттером (рис. 13, *а*), входное сопротивление в режиме большого сигнала можно определить как

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_б}{\Delta I_б} = \frac{U_{б.макс} - U_{б.мин}}{I_{б.макс} - I_{б.мин}}.$$

Для области входной динамической характеристики, в пределах которой кривая имеет более или менее монотонный характер, справедливо для практических применений также следующее выражение:

$$R_{вх} = \frac{r_{вх.макс} + r_{вх.мин}}{2},$$

в котором $r_{вх.макс}$ и $r_{вх.мин}$ — входные сопротивления транзистора для малого сигнала в тех точках, которыми ограничивается рабочий участок.

Вследствие того что коэффициент усиления по току транзисторного каскада, работающего в режиме большого сигнала, непостоянен и имеет различные значения в каждый данный момент времени, под коэффициентом усиления по току понимается отношение изменения тока коллектора на рабочем участке к вызвавшему это изменение приращению тока базы (рис. 13, *б*), т. е.

$$K_i = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} = \frac{I_{к.макс} - I_{к.мин}}{I_{б.макс} - I_{б.мин}}.$$

Величина коэффициента усиления по току транзисторного каскада с небольшой погрешностью может быть принята равной статическому коэффициенту усиления по току $K_i = B$, приводимому для некоторых типов транзисторов в справочных данных.

Если рабочая область выходной динамической характеристики имеет относительно небольшую кривизну, то коэффициент усиления по току каскада, работающего в режиме большого сигнала, может быть с достаточной для практических расчетов точностью вычислен по формуле

$$K_i = \frac{\beta_{макс} + \beta_{мин}}{2},$$

в которой $\beta_{макс}$ и $\beta_{мин}$ — коэффициенты усиления по току для малого сигнала в точках на границах рабочего участка.

Коэффициент усиления по напряжению каскада, работающего в режиме большого сигнала, с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала определяется выражением

$$K_u = B\frac{R_н}{R_и + R_{вх}},$$

где $R_и$ — внутреннее сопротивление источника сигнала.

Если каскад работает в режиме задания тока на его управляющем электроде, т. е. $R_и \gg R_{вх}$, то величиной $R_{вх}$ в знаменателе последней формулы можно пренебречь и тогда

$$K_u = B\frac{R_н}{R_и}.$$

Этот режим соответствует тому случаю, о котором говорилось выше, когда влияние свойств входной цепи транзистора на свойства каскада не проявляются.

Если на входе транзистора задается напряжение, т. е. $R_и \ll R_{вх}$, то величиной $R_и$ можно пренебречь и тогда

$$K_u = B\frac{R_н}{R_{вх}} = SR_н,$$

где S — усредненная на рабочем участке крутизна проходной характеристики транзистора или крутизна прямой передачи, которая определяется как

$$S = \frac{B}{R_{вх}}.$$

При работе транзистора в режиме задания входного напряжения мгновенные значения коэффициента усиления k_u в каждой точке определяются крутизной проходной характеристики

$$s = \frac{\beta}{r_{вх}}$$

— малосигнальным параметром, который в меньшей степени, чем β, зависит от режима коллекторной цепи, так как с увеличением тока коллектора уменьшается не только величина β, но и динамическое входное сопротивление $r_{вх}$. В этих условиях непостоянство величины β частично компенсируется непостоянством величины $r_{вх}$ и проходная динамическая характеристика каскада становится более линейной.

Выражение для коэффициента усиления по мощности каскада, работающего в режиме большого сигнала, можно представить в виде

$$K_p = \frac{B^2 R_н}{R_и + R_{вх}}.$$

Из последнего выражения вытекает, что для постоянного сопротивления нагрузки коэффициент усиления по мощности при увеличении B очень быстро растет. Кроме того, с точки зрения получения наибольшего коэффициента усиления по мощности выгодно по возможности уменьшать внутреннее сопротивление источника сигнала $R_и$.

Нелинейность проходной амплитудной характеристики транзисторного усилительного каскада удобно оценивать коэффициентом нелинейности $k_н$, представляющим собой относительное изменение крутизны зависимости выходного напряжения $U_к$ от э. д. с. источника сигнала $U_и$ в интервале их возможных изменений. Считая, что источник сигнала не вносит дополнительной нелинейнос-

ти, выражение для коэффициента нелинейности можно представить в виде следующей формулы:

$$k_{н} = \frac{k_{u\,макс} - k_{u\,мин}}{k_{u\,макс}},$$

где

$$k_{u\,макс} = \frac{\beta_{макс} R_{н}}{R_{н} + r_{вх.макс}}$$

и

$$k_{u\,мин} = \frac{\beta_{мин} R_{н}}{R_{и} + r_{вх.мин}}$$

— малосигнальные значения коэффициентов усиления каскада в точках, соответствующих границам используемого участка динамических характеристик.

Нелинейность проходной амплитудной характеристики для синусоидальных сигналов можно оценивать также и коэффициентом гармоник.

Ограничиваясь рассмотрением влияния только второй гармонической составляющей выходного напряжения, с некоторым приближением можно считать, что коэффициент гармоник равен:

$$k_{г} \approx \frac{k_{u\,макс} + k_{u\,мин} - 2k_{u\,ср}}{2\,(k_{u\,макс} - k_{u\,мин})}.$$

В последней формуле

$$k_{u\,ср} = \frac{\beta_{ср} R_{н}}{R_{и} + r_{вх.ср}}$$

— малосигнальное значение коэффициента усиления по напряжению в рабочей точке.

Имея проходную динамическую характеристику каскада для переменного тока (рис. 14), коэффициент гармоник можно рассчитать по формуле

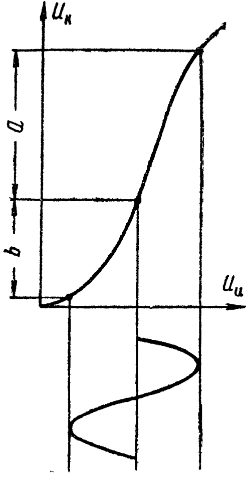


Рис. 14. К расчету коэффициента второй гармоники выходного напряжения.

$$k_{г} = \frac{a - b}{2\,(a + b)}$$

или, более точно, методом пяти ординат, известным из теории ламповых усилителей.

СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Питание цепей транзистора

Питание всех транзисторных каскадов, входящих в какое-либо усилительное устройство, осуществляется обычно от одного общего источника постоянного напряжения. Если по условиям работы для какого-либо одного транзистора или части схемы требуется меньшее

напряжение, чем дает источник, то, как и в ламповых схемах, в этом случае применяют гасящие развязывающие цепи.

При выборе источников питания необходимо учитывать их внутреннее сопротивление, которое является общим для токов питания отдельных каскадов. При большом внутреннем сопротивлении источника может возникнуть самовозбуждение усилителя из-за действия положительной обратной связи между каскадами по току питания.

Особенно часто транзисторы применяют в переносных электронных приборах, основным типом источников питания в которых являются сухие гальванические элементы, обладающие довольно высоким внутренним сопротивлением. Внутреннее сопротивление сухих элементов не остается постоянным во все время работы устройства, а заметно увеличивается по мере их разряда. При этом наиболее неблагоприятные условия для работы транзисторных схем складываются к концу срока службы батареи. Напряжение питания в это время сильно уменьшается, а выходное сопротивление существенно увеличивается.

При большой величине потребляемого тока, сравнимой с емкостью батареи, в транзисторных каскадах, отличающихся большим потреблением переменной составляющей тока, могут возникнуть недопустимо большие нелинейные искажения. При нормальной эксплуатации сухих элементов ток потребления не должен превышать величины номинального разрядного тока, составляющего обычно не более половины емкости батареи.

Для уменьшения внутреннего сопротивления источника питания на низких частотах полезно параллельно источнику включить конденсатор большой емкости. Эта мера позволяет заметно повысить срок службы сухих элементов.

При питании транзисторных устройств от сети переменного тока особого внимания требует фильтрация выпрямленного напряжения. Для этого в транзисторных устройствах с небольшим потреблением тока от источника применяют резистивно-емкостные фильтры с достаточно большой постоянной времени. Хорошая фильтрация выпрямленного напряжения легко осуществляется при использовании кремниевых стабилитронов. В устройствах, отличающихся относительно большим потреблением тока от источника, могут применяться индуктивно-емкостные фильтры и электронные стабилизаторы или фильтры, выполненные на полупроводниковых приборах.

При выборе общего провода источника питания, соединяемого с шасси радиоблока, следует руководствоваться следующим правилом: если в транзисторном устройстве применяются преимущественно транзисторы проводимости типа *p-n-p*, то выгоднее в качестве общего провода выбрать плюс источника питания, так как при этом легче достигается развязка отдельных каскадов между собой; если же большинство транзисторов в схеме составляют транзисторы типа *n-p-n*, то лучше в качестве общего провода использовать минус источника питания. В общем случае техническое решение по этому вопросу может быть и иным, в зависимости от конкретных условий и требований к устройству в целом.

В отличие от электронных ламп транзисторы всегда имеют правые характеристики, т. е. напряжение смещения, действующее между базой и эмиттером, должно быть того же знака, что и напряжение на коллекторе относительно эмиттера. При этом переход база — эмиттер оказывается включенным в прямом направлении и во входной цепи протекает ток смещения.

Требуемое напряжение смещения в зависимости от типа применяемого транзистора и режима его работы может колебаться в довольно широких пределах. Чаще всего напряжение смещения имеет порядок от нескольких сотых до нескольких десятых долей вольта.

Напряжение смещения обычно получают от общего с коллекторными цепями источника питания путем установки гасящих резисторов или резистивных делителей. В этом случае транзистор по постоянному току всегда оказывается включенным по схеме с общим эмиттером или по схеме с общим коллектором.

Схема с общей базой по постоянному току требует отдельного источника смещения, так как полярность напряжения смещения

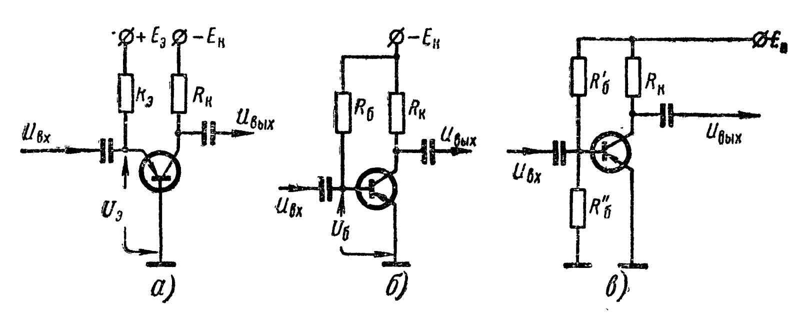


Рис. 15. Схемы подачи смещения в транзисторных резистивных каскадах.

здесь должна быть обратной полярности источника питания коллекторной цепи.

На рис. 15 приведены три наиболее распространенные схемы включения транзистора по постоянному току. На рис. 15, *а* изображен транзисторный каскад, включенный по схеме с общей базой. Необходимое напряжение смещения $U_э$, действующее между эмиттером и базой, получается в этой схеме за счет гасящего резистора $R_э$, включаемого между источником смещения и эмиттером.

Сопротивление резистора $R_э$ выбирается в схеме с общей базой из расчета получения требуемого постоянного коллекторного тока $I_к$, протекающего через сопротивление нагрузки $R_к$, и может быть вычислена по формуле

$$R_э = \frac{E_э - U_э}{I_э} \approx \alpha \frac{E_э}{I_к},$$

в которой $I_э$ и $I_к$ — постоянные токи эмиттера и коллектора в выбранной рабочей точке.

Необходимое по условиям работы сопротивление резистора $R_э$ при прочих равных условиях линейно зависит от напряжения источника смещения $E_э$. Поэтому желательно, чтобы напряжение $E_э$ не было слишком малым. При этом сопротивление резистора $R_э$, шунтирующее входное сопротивление транзистора, не уменьшит существенно входное сопротивление каскада.

Простейшим видом смещения в транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, является смещение фиксированным током

базы (рис. 15, *б*). Такое смещение осуществляется тем, что база транзистора подсоединяется через гасящий резистор $R_б$ с большим сопротивлением к общему источнику питания $E_к$. Требуемое сопротивление $R_б$ можно вычислить по формуле

$$R_б = \frac{E_к - U_б}{I_б} \approx \beta \frac{E_к}{I_к},$$

где $I_б$ и $I_к$ — постоянные токи базы и коллектора в выбранной рабочей точке.

Смещение фиксированным током базы требует минимум деталей и отличается малым потреблением тока от источника питания. Кроме того, сравнительно большое сопротивление резистора $R_б$ незначительно уменьшает входное сопротивление каскада. Однако этот способ смещения пригоден лишь тогда, когда ступень работает при малых колебаниях температуры транзистора. Вместе с тем большой разброс и дрейф параметра β у однотипных транзисторов делают режим очень неустойчивым при смене транзистора, а также с течением времени.

Более совершенным видом смещения является потенциометрическое смещение (рис. 15, *в*), когда база транзистора получает смещение от делителя, образованного резисторами $R_б'$ и $R_б''$. Требуемые сопротивления резисторов $R_б'$ и $R_б''$ можно определить по формулам

$$R_б' = \frac{\beta E_к}{I_к\left(1 + \frac{R_б''}{r_{0\,вх}}\right)}, \quad R_б'' \approx (1 \div 5)\, r_{0\,вх},$$

где $r_{0вх}$ — входное сопротивление транзистора для постоянного тока, а $I_к$ — требуемая величина постоянного тока коллектора.

Основным недостатком потенциометрического смещения является то, что входное сопротивление транзистора для переменного тока $r_{вх} \approx h_{11э}$ оказывается зашунтированным сравнительно малым эквивалентным сопротивлением делителя

$$R_б = \frac{R_б' R_б''}{R_б' + R_б''},$$

отчего полное входное сопротивление каскада по переменному току заметно уменьшается. Однако ценою потери некоторой части входной мощности (на резисторе $R_б$) обеспечиваются лучшие температурные свойства каскада и достигается более устойчивое положение рабочей точки при смене транзисторов и их старении.

Выбор режима работы транзистора

Режим работы транзистора по постоянному току определяется положением рабочей точки, т. е. величинами постоянного тока $I_к$ и напряжения $U_к$ на коллекторе при отсутствии сигнала. Выбор положения рабочей точки в каждом конкретном случае зависит от назначения каскада и условий его работы.

На семействе выходных статических характеристик рабочая точка *А* располагается на динамической линии нагрузки для постоянно-

го тока (рис. 16), которая пересекает ось напряжений в точке $E_к$. Ось токов пересекается динамической линией нагрузки в точке, для которой удовлетворяется условие $I_к = E_к/R_к$.

Динамическая линия нагрузки для переменного тока тоже проходит через точку A, но наклон этой линии не совпадает с наклоном динамической прямой для постоянного тока, так как эквивалентное сопротивление нагрузки для переменного тока у резистивной ступени с емкостной связью с нагрузкой, определяемое как

$$R_{н.экв} = \frac{R_к R_н}{R_к + R_н},$$

отличается от сопротивления нагрузки для постоянного тока $R_к$.

Динамическая линия нагрузки для переменного тока пересекает ось напряжений в точке $Д$, для которой удовлетворяется условие

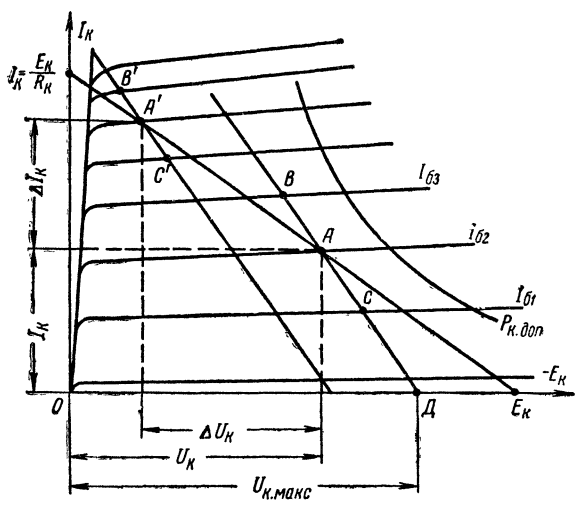


Рис. 16. Построение динамических выходных характеристик каскада для постоянного и переменного токов.

$U_{к\,макс} = U_к + I_к R_{н.экв}$. Положение относительно координатных осей и наклон динамической линии нагрузки для переменного тока можно найти, если соединить между собой прямой линией точку A и точку $Д$, которая соответствует напряжению $U_{к.макс}$.

Положение точки A должно выбираться с таким расчетом, чтобы при максимальном уровне сигнала на выходе каскада рабочий участок BC на динамической линии нагрузки для переменного тока находился в рабочей области выходных статических характеристик транзистора.

Рабочая область выходных характеристик ограничена с двух сторон теми значениями токов и напряжений, при которых начинает заметно сказываться нелинейность амплитудной характеристики каскада.

При большом постоянном токе коллектора нелинейность появляется из-за нелинейной зависимости тока коллектора от тока базы, так как в этой области статических характеристик величина коэффициента усиления по току β не постоянна.

При малых токах коллектора, соответствующих малым базовым токам, наблюдается существенная нелинейность входной статической характеристики из-за нелинейной зависимости входного тока от входного напряжения.

В усилительных каскадах, в которых по условиям работы может быть допущена некоторая нелинейность амплитудной характеристики, ограничивающим фактором положения рабочей области является возможность захода транзистора в режим отсечки или насыщения коллекторного тока.

Выбор положения динамической линии нагрузки должен производиться с учетом допустимой мощности на коллекторном переходе, а также с учетом допустимых напряжения и тока на коллекторе.

Допустимая мощность определяется допустимым нагревом коллекторного перехода и зависит от температуры окружающей среды и условий теплоотвода. Например, при наличии радиатора допустимая мощность может быть существенно увеличена.

Мощность, рассеиваемая на транзисторе, как известно, определяется как разность между мощностью, потребляемой коллекторной цепью от источника питания, и мощностью, рассеиваемой на сопротивлении нагрузки. За счет мощности, выделяющейся внутри транзистора, между коллекторным переходом и окружающей средой устанавливается некоторый перепад температур $\Delta t_{\text{п.с}}$, зависящий от конструкции транзистора и площади поверхности его корпуса.

Для оценки перепада температур между двумя какими-либо областями пользуются понятием теплового сопротивления, которое численно равно разности температур между этими областями, если в одной из них выделяется 1 *вт* тепловой мощности. Тепловое сопротивление выражается в °С/*вт*.

Зная тепловое сопротивление между переходом и окружающей средой $R_{\text{п с}}$, которое для данного типа транзисторов является постоянным, легко определить температуру перехода

$$t_{\text{п}} = t_{\text{с}} + P_{\text{к}} R_{\text{п.с}},$$

где $t_{\text{с}}$ — температура окружающей среды,
$P_{\text{к}}$ — мощность, рассеиваемая на транзисторе.

Из последней формулы следует, что температура перехода всегда выше температуры окружающей среды на величину $P_{\text{к}} R_{\text{п.с}}$. Кроме того, очевидно, что температура перехода $t_{\text{п}}$ тем выше, чем выше температура окружающей среды и чем больше мощность, рассеиваемая на транзисторе.

Мощность, рассеиваемая на коллекторе $P_{\text{к.макс}}$, при которой температура коллекторного перехода равна допустимой ($t_{\text{п}} = t_{\text{п.доп}}$) может быть подсчитана по формуле

$$P_{\text{к.макс}} = \frac{t_{\text{п.доп}} - t_{\text{с}}}{R_{\text{п.с}}}.$$

Эта мощность называется предельной или максимальной.

Для улучшения условий охлаждения транзисторов средней и большой мощности необходимо применять искусственные тепло-

отводы — радиаторы. В случае использования транзистора с радиатором максимальная мощность определяется по формуле

$$P_{\text{к.макс}} = \frac{t_{\text{п.доп}} - t_{\text{с}}}{R_{\text{п.к}} + R_{\text{к.с}}},$$

в которой $R_{\text{п.к}}$ — тепловое сопротивление между переходом и корпусом транзистора, а $R_{\text{к.с}}$ — тепловое сопротивление радиатора (тепловое сопротивление между корпусом транзистора и окружающей средой). Чем меньше тепловое сопротивление радиатора, тем лучше охлаждается транзистор, но больше размеры радиатора.

Правильное использование транзистора по мощности является гарантией его надежной и стабильной работы. Известно, что снижение температуры на коллекторном переходе транзистора на 10° С от допустимого значения увеличивает его срок службы примерно в 2 раза.

При недостаточно эффективной стабилизации режима рабочая точка на выходных статических характеристиках перемещается вдоль линии нагрузки для постоянного тока. Этот температурный сдвиг может привести к тому, что область характеристики, соответствующая максимальному уровню сигнала, выйдет за пределы рабочего участка, что приведет к недопустимым нелинейным искажениям.

В этом случае динамическая линия нагрузки для переменного тока перемещается параллельно своему первоначальному положению. При повышении температуры происходит перемещение динамической линии нагрузки левее и выше точки A в точку A' (рис. 16).

Интенсивность перемещения рабочей точки оценивается приращением постоянного тока коллектора $\Delta I_{\text{к}}$ или соответствующим этому току приращением напряжения на коллекторе

$$\Delta U_{\text{к}} = \Delta I_{\text{к}} R_{\text{к}}.$$

При работе каскада в режиме A рабочую точку, соответствующую минимальной рабочей температуре, выбирают несколько ниже середины рабочего участка выходной динамической характеристики для постоянного тока. Эта мера позволяет увеличить допустимые изменения постоянного коллекторного тока $\Delta I_{\text{к}}$ и тем самым снизить требования к стабильности режима транзистора.

Если к каскаду, работающему в режиме слабых сигналов, предъявляется требование получения наибольшего усиления по мощности, то рабочая точка должна выбираться в той области значений коллекторного тока, где величина статического коэффициента усиления по току максимальна.

Влияние факторов, вызывающих неустойчивость рабочей точки

Неустойчивость положения рабочей точки в транзисторах в основном обусловливается температурной нестабильностью и дрейфом с течением времени обратного тока коллектора $I_{\text{к}0}$. Вместе с тем у разных экземпляров однотипных транзисторов величина обратного тока колеблется в широких пределах, что вызывает изменение положения рабочей точки при смене транзистора.

В схеме с общей базой напряжение на коллекторе относительно общего провода определяется по формуле

$$U_{\text{к}} = E_{\text{к}} - I_{\text{к}} R_{\text{к}},$$

в которой общий ток коллектора $I_к$ является суммой двух токов: управляемой части коллекторного тока $I_{к.у}$ и его неуправляемой части $I_{к0}$ — обратного тока коллектора, т. е.

$$I_к = I_{к.у} + I_{к0}.$$

Управляемая часть коллекторного тока зависит только от тока эмиттера, определяемого из соотношения

$$I_{к.у} = \alpha I_э.$$

Так как изменение параметра α от температуры незначительно, то ток $I_{к.у}$ можно считать практически независящим от температуры.

Более существенным является температурное изменение обратного тока коллектора. Увеличиваясь при повышении температуры на величину $\Delta I_{к0}$, обратный ток коллектора вызывает уменьшение напряжения на коллекторе на величину

$$\Delta U_к = \Delta I_{к0} R_к.$$

Небольшое изменение напряжения на коллекторе совершенно не опасно и вполне допустимо. Другое дело, когда напряжение на коллекторе изменяется в больших пределах, например, если величина $\Delta U_к$ получается такого же порядка, что и величина напряжения на коллекторе U . В этом случае появляется опасность захода рабочего участка выходной динамической характеристики в области отсечки или насыщения.

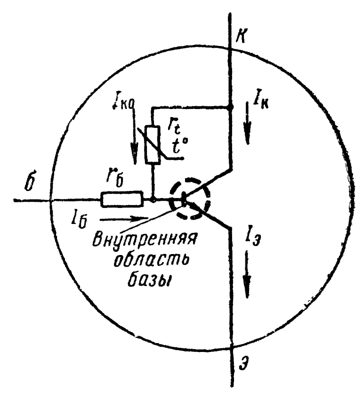


Рис. 17. Условная эквивалентная схема транзистора, учитывающая влияние обратного тока коллектора в схеме с общим эмиттером.

Чрезмерно большое смещение рабочей точки может происходить и при замене одного транзистора другим транзистором того же типа, если значения обратных токов коллектора у этих транзисторов сильно отличаются.

Для транзисторов какого-либо типа в заданном интервале рабочих температур требуемая стабильность положения рабочей точки в схеме с общей базой может быть достигнута соответствующим выбором сопротивления резистора $R_к$ в цепи коллектора.

Более сложным путем проявляется действие обратного тока коллектора в с х е м е с о б щ и м э м и т т е р о м. На рис. 17 представлена условная схема транзистора, позволяющая наглядно представить процессы, вызывающие нестабильность положения рабочей точки в этой схеме. Сопротивление $r_б$ представляет собой сопротивление объема материала базы, а сопротивление r_t — температурно-зависимое сопротивление между коллектором и внутренней областью базы, непосредственно прилегающей к коллекторно-базовому переходу.

В схеме с общим эмиттером (рис. 18, *а*) обратный ток коллектора, протекая из коллектора через сопротивление r_t, попадает в область базы. Часть этого тока через сопротивление $r_б$ ответвляется в делитель, состоящий из резисторов $R_б'$ и $R_б''$, а другая часть втекает во внутреннюю область базы. Общий ток смещения как бы увеличивается на величину той части обратного тока коллектора, которая поступает во внутреннюю область базы.

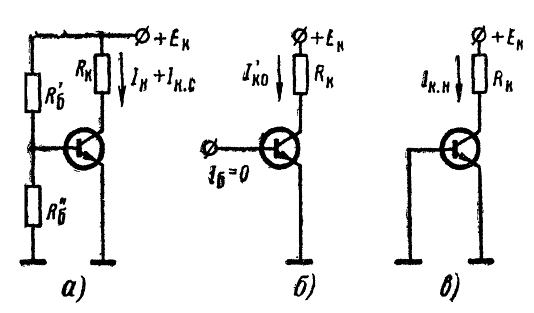


Рис. 18. Схема каскада с конечным сопротивлением в цепи базы (*а*) и эквивалентные схемы каскада для неуправляемой части коллекторного тока в случае очень большого (*б*) и очень малого (*в*) сопротивлений в цепи базы.

Если делитель смещения во входной цепи отсутствует (рис. 18, *б*), т. е. его эквивалентное сопротивление равно:

$$R_б = \frac{R_б' R_б''}{R_б' + R_б''} = \infty,$$

то весь обратный ток коллектора поступает во внутреннюю область базы. Несмотря на то что ток смещения за счет внешнего источника равен нулю, транзистор все же не закрывается, так как в этом случае роль паразитного источника смещения играет обратный ток коллектора $I_{к0}$.

Наличие электрических зарядов в области базы за счет обратного тока коллектора уменьшает сопротивление эмиттерного перехода. При этом ток инъекции из эмиттера в базу увеличивается, а следовательно, увеличивается и ток коллектора.

Обратный ток коллектора, попадая в область базы через условное сопротивление r_t, как бы усиливается транзистором и в цепи коллектора устанавливается так называемый максимальный сквозной ток коллектора $I_{к0}'$, величина которого определяется соотношением

$$I_{к0}' = I_{к0} + \beta I_{к0} = I_{к0}(1 + \beta) \approx \beta I_{к0}.$$

Как видно из последнего соотношения, неуправляемая часть коллекторного тока в схеме с общим эмиттером, если эквивалентное сопротивление в цепи базового вывода равно бесконечности,

состоит из двух частей. Первая часть $I_{к0}$ обусловлена протеканием в цепи коллектора его обратного тока, а вторая часть $\beta I_{к0}$ — протеканием в цепи коллектора тока $I_{к0}$, усиленного транзистором в β раз.

Следовательно, влияние обратного тока $I_{к0}$ на нестабильность коллекторного тока в схеме с общим эмиттером проявляется в гораздо более сильной степени, чем в схеме с общей базой. Если в схеме с общей базой изменение коллекторного тока происходит только за счет приращения обратного тока коллектора, то в схеме с общим эмиттером при $R_б = \infty$ приращение обратного тока $I_{к0}$ вызывает более сильное изменение тока коллектора

$$\Delta I'_{к0} = \Delta I_{к0}(1 + \beta).$$

Представляет интерес рассмотреть другой крайний случай, когда в схеме с общим эмиттером эквивалентное сопротивление в цепи базы равно нулю, т. е. $R_б = 0$. Этот случай соответствует соединению базового вывода транзистора с общим проводом схемы (рис. 18, *в*). Здесь обратный ток коллектора, втекая в область базы по сопротивлению r_t, разветвляется по двум направлениям. Часть обратного тока через сопротивление $r_б$ ответвляется во внешнюю цепь и отводится из внутренней области базы. Другая часть, в силу того что сопротивление $r_б$ имеет определенное конечное значение, попадает во внутреннюю область базы, где усиливается транзистором и вызывает протекание в нагрузочном сопротивлении резистора $R_к$ тока $I_{к.н}$, называемого **начальным током коллектора**.

Начальный ток коллектора $I_{к.н}$ связан с максимальным сквозным током коллектора $I_{к0}$ следующим выражением:

$$I_{к.н} = I'_{к0}\frac{\beta_{обр}}{\beta},$$

где $\beta_{обр}$ — коэффициент усиления по току при обратном (инверсном) включении транзистора, т. е. в случае, когда роль коллектора выполняет эмиттер, а роль эмиттера — коллектор.

Для большинства транзисторов малой мощности значение коэффициента усиления по току при обратном включении транзистора лежит в пределах $\beta_{обр} = 3 \div 5$. Подставив в последнюю формулу среднюю величину $\beta_{обр} = 4$ и значение параметра β, не трудно убедиться в том, что $I_{к.н} \approx I'_{к0}$ $(0{,}1 \div 0{,}2)$, т. е. начальный ток коллектора в несколько раз меньше максимального сквозного тока.

В реальной схеме транзисторного усилителя (рис. 18, *а*) сопротивление резистора $R_б$ имеет конечное значение. Кроме того, в цепи базы протекает ток смещения за счет внешнего источника. Результирующий ток коллектора при этом равен:

$$I_к = I_{к.у} + I_{к.с} = \beta I_б + I_{к.с},$$

где $I_{к.у}$ — управляемая часть коллекторного тока, а

$$I_{к.с} = \frac{I'_{к0}}{1 + \dfrac{r_{0\,вх}}{r_{0\,вх} + R_б}\,\dfrac{\beta - \beta_{обр}}{\beta_{обр}}}$$

— его неуправляемая часть, называемая просто сквозным током коллектора, величина которого лежит в пределах $I'_{к0} > I_{к.с} > I_{к.н}$, т. е.

между значениями максимального сквозного и начального токов коллектора.

Сквозной ток коллектора $I_{к.с}$ зависит от эквивалентного сопротивления в цепи базы $R_б$. При уменьшении величины $R_б$ ток $I_{к.с}$ уменьшается, стремясь к значению начального тока $I_{к.н}$. При увеличении сопротивления $R_б$ сквозной ток растет, приближаясь к значению максимального сквозного тока $I'_{к0}$. Следовательно, в схеме с общим эмиттером при прочих равных условиях стабильность положения рабочей точки зависит не только от сопротивления резистора $R_к$, но также и от эквивалентного сопротивления $R_б$.

Вследствие того, что сквозной ток коллектора пропорционален его обратному току, так как $I_{к.с}=I_{к0}\gamma$, где

$$\gamma=\frac{\beta}{1+\frac{r_{0\,вх}}{r'_{0\,вх}+R_б}\,\frac{\beta-\beta_{обр}}{\beta_{обр}}},$$

то изменение тока $I_{к.с}$ от температуры происходит по тому же закону, по которому изменяется ток $I_{к0}$. Абсолютная величина сквозного тока $I_{к.с}$ всегда больше величины $I_{к0}$, но при определенных условиях может быть существенно меньше величины максимального сквозного тока, т. е. $I_{к0}<I_{к.с}<I'_{к0}$.

На нестабильность положения рабочей точки в схеме с общим эмиттером оказывает влияние не только изменение сквозного тока, но и изменение параметра β. Однако нестабильность коллекторного тока из-за изменения β проявляется значительно слабее по сравнению с нестабильностью, вызываемой изменением сквозного тока. Поэтому на практике влияние β на стабильность положения рабочей точки не учитывается, так как в большинстве случаев бывает вполне достаточным учесть только изменения сквозного тока

Оценка стабильности режима

Оценку стабильности режима принято производить по величине изменения тока коллектора, которое обусловливается температурной нестабильностью и дрейфом обратного тока коллектора с течением времени. Вместе с тем если от транзисторного каскада требуется взаимозаменяемость используемого типа транзисторов, то необходимо учитывать также возможный разброс значений обратного тока коллектора и статического коэффициента усиления по току.

Степень непостоянства коллекторного тока, вызванная изменением величины обратного тока коллектора, характеризуется **коэффициентом стабильности** (коэффициентом стабилизации)

$$S_i=\frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к0}},$$

показывающим, во сколько раз изменение коллекторного тока $\Delta I_к$ превышает приращение обратного тока коллектора $\Delta I_{к0}$, вызвавшее это изменение.

В каждом конкретном случае работы транзистора в усилительной схеме могут быть допущены различные изменения тока коллектора в зависимости от условий работы каскада и требований к стабильности его динамических параметров. Если допустимое измене-

ние положения рабочей точки при выбранном нагрузочном сопротивлении определено и известна величина приращения обратного тока коллектора, то допустимый коэффициент стабильности может быть вычислен по формуле

$$S_{i\,\text{доп}} = \frac{\Delta I_{\text{к.доп}}}{\Delta I_{\text{к}0}},$$

где $\Delta I_{\text{к.доп}}$ — допустимое изменение тока коллектора.

Нестабильность коллекторного тока, вызванная изменением величины статического коэффициента усиления по току, учитывается коэффициентом стабильности

$$S_\beta = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta\beta},$$

который определяет величину приращения тока коллектора $\Delta I_{\text{к}}$ на единицу изменения коэффициента усиления по току β.

Общее изменение коллекторного тока, вызванное этими одновременно действующими дестабилизирующими факторами, можно выразить следующей формулой:

$$\Delta I_{\text{к.общ}} = S_i \Delta I_{\text{к}0} + S_\beta \Delta\beta.$$

В случае, когда основной причиной дестабилизации является колебание температуры транзистора, величина приращения коллекторного тока из-за изменения величины β для стабилизированных каскадов получается значительно меньше величины приращения, вызванной изменением обратного тока. По этой причине с точностью, приемлемой для практических расчетов, влиянием изменения β на стабильность коллекторного тока можно пренебречь и считать, что

$$\Delta I_{\text{к.общ}} = S_i \Delta I_{\text{к}0}.$$

Этим допущением широко пользуются на практике.

Однако если в качестве дестабилизирующего фактора выступает производственный разброс параметра β, то такое упрощение может внести существенную погрешность в результаты расчета.

Для усилительных каскадов, в которых для стабилизации режима используются отрицательные обратные связи, требуемый коэффициент стабилизации, учитывающий разброс значений $I_{\text{к}0}$ и β, может быть выражен следующим образом:

$$S_{i\,\text{доп}} = \frac{\Delta I_{\text{к.доп}}}{\Delta I_{\text{к}0} + I_{\text{к}} \dfrac{\beta_{\text{макс}} - \beta_{\text{мин}}}{\beta_{\text{макс}}\,\beta_{\text{мин}}}},$$

где $\Delta I_{\text{к}0} = I_{\text{к}0\,\text{макс}} - I_{\text{к}0\,\text{мин}}$ — приращение обратного тока коллектора; $\beta_{\text{макс}}$ и $\beta_{\text{мин}}$ — соответственно наибольшее и наименьшее значения статического коэффициента усиления по току в зоне разброса, $\Delta I_{\text{к.доп}}$ — допустимое по условиям работы каскада приращение тока коллектора, $I_{\text{к}}$ — постоянная составляющая тока коллектора в выбранном режиме работы транзистора.

Из последнего выражения, в частности, можно сделать вывод о том, что режим усилительного каскада принципиально является более стабильным при большом токе коллектора, когда доля неуправляемой части коллекторного тока мала в общем токе.

Рассмотрим применение последней формулы на численном примере. Допустим, что в усилительном каскаде применен транзистор, у которого $\beta_{макс}=60$, $\beta_{мин}=30$, $I_{к0}=10$ *мка* и $I_к=5$ *ма*.

По условиям работы необходимо, чтобы в интервале рабочих температур от $t_0=20°$ С до $t=40°$ С величина коллекторного тока изменялась не более чем на 10%, т. е.

$$\frac{\Delta I_{к.доп}}{I_к}=0,1.$$

Предварительно определив величины $\Delta I_{к.доп}=0,1\,I_к=0,1\cdot 5=$ $=0,5$ *ма* и

$$\Delta I_{к0}=I_{к0}\left(2^{\frac{t-t_0}{b}}-1\right)=10\left(2^{\frac{40-20}{10}}-1\right)=30\ мка,$$

найдем:

$$S_{i\ доп}=\frac{0,5}{0,03+5\dfrac{60-30}{60\cdot 30}}=4,42.$$

Полученное значение S_i позволит обеспечить требуемую стабильность положения рабочей точки в заданном интервале температур и при указанном выше разбросе параметра β.

Стабильность режима нестабилизированного каскада

В схеме каскада рис. 15, *а* с фиксированным током эмиттера коллекторный ток является суммой двух составляющих — управляемой части коллекторного тока и обратного тока коллектора:

$$I_к=\alpha I_э+I_{к0}.$$

В этом случае стабильность схемы определяется чувствительностью коллекторного тока $I_к$ к изменениям двух величин: $I_{к0}$ и α. Но так как величина параметра α обычно мало отличается от единицы и изменяется даже при смене транзистора всего на несколько процентов, то здесь основным фактором нестабильности является обратный ток коллектора $I_{к0}$.

Полагая величину управляемой части коллекторного тока $\alpha I_э$ постоянной, напишем выражение для приращения коллекторного тока:

$$\Delta I_к=\Delta I_{к0}$$

и определим коэффициент стабильности:

$$S_i=\frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к0}}=1.$$

Следовательно, в схеме с общей базой приращение коллекторного тока происходит только за счет приращения обратного тока коллектора. Поэтому коэффициент стабильности этой схемы равен единице.

Для схемы с фиксированным током базы (рис. 15, *б*) величина коллекторного тока определяется выражением

$$I_к=\beta I_б+(1+\beta)\,I_{к0}\approx\beta I_б+\beta I_{к0},$$

из которого видно, что ток коллектора может изменяться не только при изменении величины $I_{к0}$, но и при изменении параметра β.

Определим сначала стабильность рассматриваемой схемы с точки зрения влияния обратного тока коллектора, для чего, полагая значение параметра β неизменным, напишем выражение для приращения коллекторного тока:

$$\Delta I_к = (1 + \beta)\,\Delta I_{к0}.$$

Отсюда получим коэффициент стабильности, который для данного случая равен:

$$S_i = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к0}} = 1 + \beta \approx \beta.$$

Так как параметр β может достигать больших значений, то приращение тока коллектора тоже будет чрезвычайно большим, превосходящим приращение обратного тока коллектора в $1+\beta$ раз.

Следовательно, стабильность схемы с фиксированным током базы значительно хуже стабильности схемы с фиксированным током эмиттера.

Учитывая, что параметр β также не является постоянным, а изменяется от температуры и имеет большой разброс у транзисторов одного типа, оценим стабильность коллекторного тока с точки зрения изменения коэффициента усиления по току β.

Теперь, полагая обратный ток коллектора величиной постоянной, напишем выражение для приращения коллекторного тока, вызванного изменением параметра β,

$$\Delta I_к = \Delta\beta I_б + \Delta\beta I_{к0} = \Delta\beta\,(I_б + I_{к0}).$$

Отсюда коэффициент стабильности рассматриваемой схемы получается равным:

$$S_\beta = \frac{\Delta I_к}{\Delta\beta} = I_б + I_{к0}.$$

Учитывая, что

$$I_б = \frac{I_к}{\beta},$$

окончательно получаем:

$$S_\beta = \frac{I_к}{\beta} + I_{к0} \text{ или } \frac{\Delta I_к}{I_к} = \frac{\Delta\beta}{\beta}\left(1 + \frac{I_{к0}}{I_б}\right).$$

Последнее выражение показывает, что относительное изменение коллекторного тока несколько больше относительного изменения величины β.

В схеме с общим эмиттером (рис. 15, *в*), в которой напряжение смещения задается с помощью делителя в цепи базы, часть обратного тока коллектора не участвует в дестабилизации коллекторного тока, так как она ответвляется из внутренней области базы во внешнюю цепь делителя.

Взяв за основу общее выражение для коллекторного тока

$$I_к = \beta I_б + I_{к.с} = \beta I_б + \gamma I_{к0},$$

где γ — коэффициент, учитывающий уменьшение обратного тока, втекающего в действующую область базы,

$$\gamma = \frac{I_{\text{к.с}}}{I_{\text{к0}}}$$

(величина его с учетом эквивалентного сопротивления резисторов $R_б$ в цепи базы была уточнена ранее), напишем выражение для приращения коллекторного тока, вызванного изменением обратного тока коллектора:

$$\Delta I_{\text{к}} = \Delta I_{\text{к.с}} = \gamma \Delta I_{\text{к0}}.$$

После простого преобразования получаем значение коэффициента стабильности:

$$S_i = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\text{к0}}} = \gamma.$$

Для приращения коллекторного тока, вызванного изменением величины параметра β, поступая аналогично, можно получить следующее выражение коэффициента стабильности:

$$S_\beta = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta \beta} = I_б + \gamma I_{\text{к0}},$$

с учетом которого относительное изменение коллекторного тока можно представить в виде

$$\frac{\Delta I_{\text{к}}}{I_{\text{к}}} = \frac{\Delta \beta}{\beta}\left(1 + \gamma \frac{I_{\text{к0}}}{I_б}\right).$$

Из последней формулы, в частности, вытекает, что если выполняется условие

$$\gamma \frac{I_{\text{к0}}}{I_б} \ll 1,$$

то коллекторный ток изменяется пропорционально изменению параметра β. Если указанное условие не выполняется, то коллекторный ток растет медленнее приращения β.

Методы стабилизации режима

Стабилизация режима имеет своей целью уменьшить до безопасной величины изменения коллекторного тока при действии всех дестабилизирующих факторов, температуры, разброса параметров транзисторов, изменения параметров от времени и т. п.

Одним из основных способов стабилизации режима является применение отрицательных обратных связей по постоянному напряжению или току, а также применение комбинированных обратных связей.

Рассмотрим несколько вариантов схем стабилизации режима, наиболее часто применяемых в транзисторных устройствах.

Схема с отрицательной обратной связью по напряжению и фиксированным током базы приведена на рис. 19, *а*.

Здесь ток базы определяется не только напряжением источника питания $E_к$ и сопротивлением резистора $R_б$, но и падением напряжения на нагрузочном сопротивлении резистора $R_к$

$$I_б = \frac{E_к - I_к R_к}{R_б}.$$

В этой схеме изменение положения рабочей точки в сторону увеличения тока коллектора будет сопровождаться дополнительным падением напряжения на сопротивлении нагрузки, т. е. уменьше-

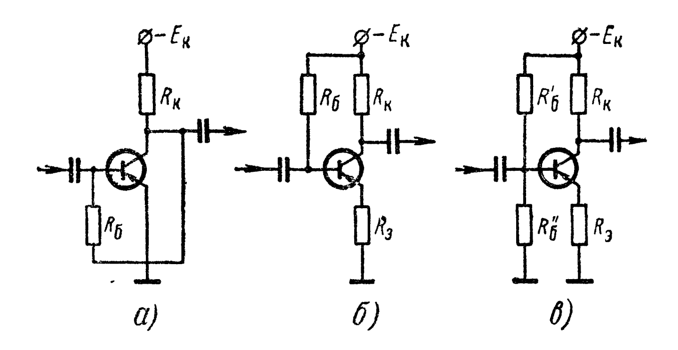


Рис. 19. Три схемы стабилизации режима.

нием напряжения на коллекторе. Это приведет к уменьшению тока базы. В результате рабочая точка переместится меньше, чем при отсутствии обратной связи.

Аналогичное явление будет происходить и при уменьшении коллекторного тока. За счет увеличения напряжения на коллекторе увеличится одновременно и ток базы. В результате общее приращение коллекторного тока уменьшится по сравнению с тем случаем, когда обратная связь отсутствует.

Если считать, что сопротивление резистора $R_б$ существенно превышает входное сопротивление транзистора для постоянного тока, т. е. $R_б \gg r_{0\,вх}$, что имеет место в большинстве практических случаев, то выражение для коэффициента стабилизации будет иметь следующий вид:

$$S_i = \frac{1 + \frac{R_к}{R_б}}{1 + \frac{R_к}{R_б} - \frac{\beta}{1+\beta}}.$$

Обычно сопротивление резистора в цепи коллектора $R_к$ выбирается значительно меньшим, чем сопротивление резистора $R_б$ в цепи базы, но с точки зрения повышения стабильности выгодно увеличивать $R_к$ или уменьшать $R_б$. Однако этот путь особых перспектив не имеет, поскольку ток базы должен иметь определенное значение.

Требуемое сопротивление резистора $R_б$ определяется по формуле

$$R_б = \frac{R_к (S_i - 1)}{1 - S_i \frac{1}{1+\beta}},$$

где S_i — требуемая величина коэффициента стабильности.

Каскаду с обратной связью по постоянному напряжению присущи существенные недостатки. Если сопротивление нагрузки невелико, то эффективность действия обратной связи становится малой и такой каскад может практически не отличаться по стабильности режима от каскада с фиксированным смещением.

Схема с отрицательной обратной связью по постоянному току приведена на рис. 19, *б*.

В этой схеме отрицательная обратная связь создается за счет резистора $R_э$, включенного в эмиттер транзистора. Здесь ток базы определяется с учетом падения напряжения на сопротивлении резистора $R_э$:

$$I_б = \frac{E_к - I_э R_э}{R_б}.$$

Падение постоянного напряжения в цепи эмиттера направлено навстречу напряжению смещения, приложенному к базе. Любые изменения тока коллектора, вызванные какими-либо дестабилизирующими факторами, приводят к соответствующим изменениям напряжения на эмиттере и, следовательно, к таким изменениям напряжения смещения, при которых ток коллектора изменяется, в общем, в меньшей степени.

Коэффициент стабилизации для рассматриваемой схемы равен:

$$S_i = \frac{1 + \frac{R_э}{R_б}}{1 + \frac{R_э}{R_б} - \frac{\beta}{1+\beta}}$$

Обычно сопротивление резистора в цепи эмиттера $R_э$ выбирается значительно меньшим, чем сопротивление резистора в цепи базы $R_б$, но с точки зрения повышения стабильности выгодно $R_э$ увеличивать.

Чтобы обеспечить заданную величину коэффициента стабилизации, соотношение между сопротивлениями резисторов в цепи эмиттера и базы должно удовлетворять условию

$$\frac{R_б}{R_э} = \frac{S_i - 1}{1 - S_i \frac{1}{1+\beta}}.$$

Схема стабилизации режима введением отрицательной обратной связи по постоянному току более универсальна в том смысле, что здесь эффективность действия обратной связи не зависит от нагрузочного сопротивления и такая схема может, например, применяться в каскадах с трансформаторным выходом или индуктивной нагрузкой в коллекторе.

Существенным недостатком схем стабилизации режима, в которых смещение задается фиксированным током базы, является совмещение функций задания тока смещения и стабилизации режима. Такое совмещение функций не всегда удобно, так как обычно напряжение источника питания и сопротивление нагрузки выбирается не из условий обеспечения требуемой стабилизации, а из соображений обеспечения необходимого усиления и др. По существу в схемах с фиксированным током базы имеется только один элемент, который может быть изменен — это сопротивление в цепи обратной связи ($R_к$ в схеме рис. 19, *а* и $R_э$ в схеме рис. 19, *б*). Поэтому одновременное обеспечение требуемого смещения и коэффициента стабилизации часто оказывается невозможным.

На рис. 19, *в* приведена схема с отрицательной обратной связью по току и с потенциометрическим смещением, которая более совершенна по сравнению с рассмотренными выше схемами. Благодаря делителю напряжения, состоящему из резисторов $R'_б$ и $R''_б$, в этой схеме возможно раздельное управление стабилизацией и смещением, т. е. ток смещения может быть выбран произвольно для любого заданного значения коэффициента стабилизации.

Коэффициент стабильности данной схемы

$$S_i = \frac{1 + \frac{R_э}{R_б}}{1 + \frac{R_э}{R_б} - \frac{\beta}{1+\beta}},$$

где

$$R_б = \frac{R'_б R''_б}{R'_б + R''_б}.$$

Как видно из последних выражений, требуемая стабильность схемы может быть получена выбором соответствующего соотношения между сопротивлениями $R_э$ и $R_б$. Поскольку соотношение между сопротивлениями резисторов $R'_б$ и $R''_б$ могут быть выбраны самым различным образом, лишь бы эквивалентное сопротивление $R_б$ удовлетворяло требованию стабильности, то напряжение смещения и, следовательно, ток базы можно задавать произвольно, выбирая значения $R'_б$ и $R''_б$.

Сопротивления могут быть определены по следующим формулам:

$$R_э = \frac{U_э}{I_к} \frac{\beta}{1+\beta};$$

$$R'_б = \frac{\beta E_к R_б}{I_к (r_{0\,вх} + \beta R_э + R_б)}; \quad R''_б = \frac{R_б R'_б}{R'_б - R_б}.$$

Величину падения постоянного напряжения на сопротивлении резистора $R_э$ можно выбрать из условия

$$U_э \approx (0{,}05 \div 0{,}5)\, E_к.$$

Если по условиям работы каскада требуется, чтобы за счет резистора $R_э$ не создавалась отрицательная обратная связь на рабочих частотах, то резистор $R_э$ нужно зашунтировать конденсатором достаточно большой емкости.

Недостатком рассмотренной схемы стабилизации режима является некоторое уменьшение входного сопротивления каскада по переменному току, так как делитель смещения по сравнению с другими рассмотренными схемами в большей степени шунтирует собственное входное сопротивление транзистора. Кроме того, в цепи делителя и на резисторе $R_э$ расходуется дополнительная мощность от источника питания. Однако данная схема стабилизации режима является самой распространенной, так как позволяет простыми средствами получить практически сколько угодно высокую стабильность.

Каскад с общим коллектором (рис. 20, *а*) можно рассматривать как частный случай каскада с общим эмиттером. В этой схеме вся нагрузка включена в эмиттерную цепь, благодаря чему каскад оказывается охваченным стопроцентной отрицательной обратной связью по постоянному напряжению.

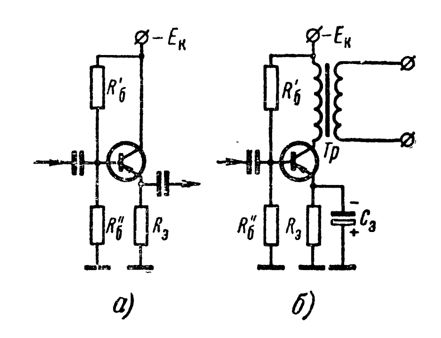


Рис. 20. Схемы каскадов с общим коллектором по постоянному току.

Вследствие того, что ток эмиттера незначительно отличается от тока коллектора, стабильность режима каскада можно, как и в схеме с общим эмиттером, оценивать по изменению коллекторного тока, т. е. с помощью коэффициента стабильности S_i.

Если в качестве нагрузки в транзисторном каскаде используется обмотка трансформатора, дросселя или катушка колебательного контура и при этом активное сопротивление нагрузки для постоянного тока мало по сравнению с сопротивлением в цепи эмиттера, то такой каскад для постоянного тока можно рассматривать как каскад с общим коллектором (рис. 20, *б*). Коэффициент стабильности такого каскада подсчитывается по той же формуле, что и коэффициент стабильности схемы с общим коллектором.

Следует отметить, что комбинированные схемы стабилизации режима не дают каких-либо существенных преимуществ перед рассмотренной здесь схемой, в которой применяется отрицательная обратная связь по напряжению и потенциометрическое смещение.

В заключение рассмотрим численный пример расчета усилительного каскада, в котором для стабилизации режима используется отрицательная обратная связь по постоянному току и потенциометрическое смещение. Пусть в схеме с общим эмиттером (рис. 19, *в*) применяется транзистор, у которого $\beta = 50$ и $r_{0\,вх} = 1$ *ком*. По условиям работы необходимо, чтобы при напряжении источника питания $E_к = 12$ *в* и токе коллектора $I_к = 1$ *ма* каскад обеспечивал коэффициент стабильности $S_{i\,доп} = 3$.

Прежде всего вычислим требуемое соотношение между сопротивлениями $R_б$ и $R_э$:

$$\frac{R_б}{R_э} = \frac{S_{i\,доп} - 1}{1 - S_{i\,доп}\dfrac{1}{1+\beta}} = \frac{3-1}{1 - \dfrac{3}{1+50}} = 2,12$$

и зададимся величиной падения постоянного напряжения на стабилизирующем резисторе

$$U_э = 0,1E_к = 0,1 \cdot 12 = 1,2 в.$$

Затем найдем требуемое сопротивление резистора $R_э$:

$$R_э = \frac{U_э}{I_к}\,\frac{\beta}{1+\beta} = \frac{1,2}{1}\,\frac{50}{1+50} = 1,18\ ком$$

и требуемое эквивалентное сопротивление в цепи базы:

$$R_б = 2,12R_э = 2,12 \cdot 1,18 = 2,5\ ком.$$

Теперь определим сопротивления резисторов $R_б'$ и $R_б''$, обеспечивающие заданный режим работы каскада:

$$R_б' = \frac{\beta E_к R_б}{I_к\,(r_{0\,вх} + \beta R_э + R_б)} = \frac{50 \cdot 12 \cdot 2,5}{1\,(1 + 50 + 1,18 + 2,5)} = 24\ ком;$$

$$R_б'' = \frac{R_б R_б'}{R_б' - R_б} = \frac{2,5 \cdot 24}{24 - 2,5} = 2,79\ ком.$$

Если окажется, что полученная в результате расчета величина $R_б$ слишком мала, то необходимо увеличить значение $U_э$ и повторить расчет исходя из нового значения. При выборе $U_э$ необходимо иметь в виду, что увеличение его вызывает соответствующее уменьшение постоянного напряжения, действующего между коллектором и эмиттером, т. е. эквивалентно уменьшению $E_к$ на величину $U_э$.

Термокомпенсационный способ стабилизации режима

Стабилизация режима транзисторного каскада с помощью отрицательной обратной связи по постоянному току позволяет получить достаточно удовлетворительные результаты. Однако этот метод предопределяет потерю некоторой части мощности, потребляемой каскадом от источника питания. При этом к. п. д. каскада снижается.

Вследствие того что экономичность по питанию транзисторных устройств в основном определяется потреблением мощных каскадов, являющихся основными потребителями электроэнергии, к. п. д. этих каскадов должен быть, по возможности, высоким.

С другой стороны, с точки зрения повышения к. п. д. мощных каскадов выгодно использовать их полнее по току и напряжению, чтобы получить наибольшую полезную мощность в нагрузке.

Вместе с тем полное использование транзистора по току и напряжению позволяет применить транзистор с меньшей номинальной мощностью. Это выгодно потому, что чем мощнее транзистор, тем

больше мощности при прочих равных условиях расходуется на стабилизацию его режима, так как у транзисторов с большей номинальной мощностью больше величина неуправляемой части тока коллектора.

Ко всему сказанному следует добавить еще и то, что на транзисторах, работающих в мощных каскадах, рассеивается большая мощность, существенно повышающая температуру на переходах.

Следовательно, с одной стороны, мощные каскады должны иметь высокую стабильность режима, а с другой, — более высокий к.п.д.

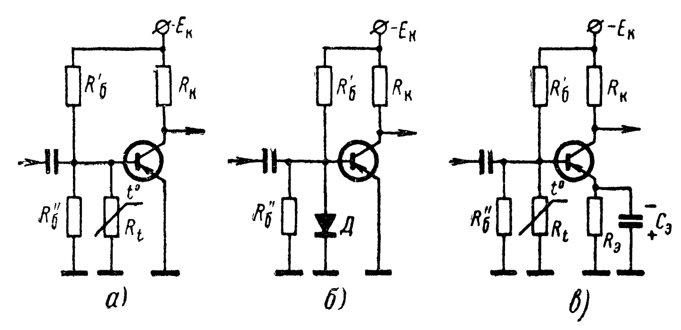


Рис. 21. Схемы каскадов с термокомпенсацией смещения положения рабочей точки.

В этих условиях, естественно, желательно применять такие методы стабилизации рабочей точки, которые характеризуются малой мощностью потребления. Этими свойствами обладает термокомпенсационный способ стабилизации режима, основанный на применении терморезисторов.

В качестве температурно-зависимых элементов для стабилизации режима термокомпенсационным способом обычно используют полупроводниковые терморезисторы типа КМТ и ММТ, которые обладают отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Промышленность выпускает обширную номенклатуру терморезисторов с широким диапазоном номинальных сопротивлений.

Типовая схема стабилизации режима с терморезистором в цепи смещения показана на рис. 21, *а*. В этой схеме терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления включен в базовую цепь транзистора таким образом, что при повышении температуры происходит уменьшение отрицательного напряжения на базе за счет уменьшения сопротивления терморезистора R_t. При этом ток смещения тоже уменьшается, а это приводит к уменьшению коллекторного тока. В результате увеличение коллекторного тока, вызванное температурной нестабильностью транзистора, будет скомпенсировано его уменьшением за счет действия термозависимого смещения, т. е. общее приращение тока коллектора может быть незначительным.

В мощных транзисторных каскадах, характеризующихся большим потреблением тока от источника питания, терморезистор следует закреплять непосредственно на корпусе транзистора или на его радиаторе с тем, чтобы обеспечить тепловой контакт между терморезистором и корпусом прибора. Это нужно для того, чтобы компенса-

ция изменения режима происходила не только с учетом изменения температуры окружающего воздуха, но главным образом с учетом изменения температуры самого транзистора.

Температурный коэффициент изменения сопротивления терморезистора составляет примерно 3—4% на 1° С, а изменение напряжения на базе, происходящее за счет температурного изменения обратного тока коллекторного перехода, обычно колеблется в пределах 0,7—1,5% на 1° С. Для обеспечения требуемой характеристики изменения напряжения на базе, обеспечивающей постоянство тока коллектора, необходимо параллельно терморезистору подсоединить обычный резистор.

Иногда в качестве температурно-зависимых резисторов в компенсационных цепях используют полупроводниковые диоды. Одна из распространенных схем этого вида дана на рис. 21, *б*. В этой схеме полупроводниковый диод включен в обратном (запорном) направлении. Удовлетворительная стабилизация режима в этом случае возможна, если температурная характеристика обратного тока диода аналогична температурной характеристике обратного тока коллектора применяемого транзистора.

Достоинством этого способа стабилизации является принципиальная возможность получения коэффициента стабилизации, равного нулю, при котором вообще изменений коллекторного тока при изменении температуры не будет. Однако реализовать эту возможность удается только для одного транзистора данного типа. При смене транзистора стабильность, как правило, ухудшается, так как из-за разброса величины обратного тока коллектора для каждого транзистора требуется свой характеристика термокомпенсационной цепи.

При определенном соотношении между характеристикой термозависимой цепи и требуемой характеристикой компенсации можно получить даже перекомпенсацию, т. е. уменьшение тока коллектора с ростом температуры. Это явление соответствует отрицательному значению коэффициента стабильности.

Необходимо обратить внимание на то, что в компенсационных схемах из-за дрейфа величины обратного тока коллектора и параметра β с течением времени могут происходить медленные изменения режима.

Все это позволяет заключить, что метод стабилизации режима с помощью термозависимых элементов недостаточно эффективен. Поэтому термокомпенсационный метод применяется обычно совместно с методом стабилизации, использующим обратные связи. Одна из наиболее распространенных схем комбинированной стабилизации режима с использованием термокомпенсационной цепи и обратной связи по току дана на рис. 21, *в*. В подобных схемах мощность, затрачиваемая на стабилизацию режима, может быть значительно снижена и одновременно обеспечена удовлетворительная взаимозаменяемость транзисторов.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Постановка задачи стабилизации параметров

Существо задачи стабилизации динамических параметров транзисторного каскада состоит в создании таких условий, при которых изменения статических параметров не будут приводить к недопустимым изменениям основных характеристик усилительного каскада.

Основными первичными дестабилизирующими факторами, влияющими на динамические параметры, являются: изменение температуры транзисторов, разброс статических параметров у однотипных транзисторов и, наконец, дрейф статических параметров с течением времени.

Первый и третий факторы должны учитываться в любом случае, а второй — в случае, если предъявляется требование — обеспечить взаимозаменяемость транзисторов в схеме.

Одним из важнейших способов стабилизации динамических параметров является стабилизация режима. Однако применение только этого способа, являющегося обязательной и наипервейшей предпосылкой для стабилизации динамических параметров, часто бывает недостаточным и требуются дополнительные средства.

Важнейшим в большинстве случаев динамическим параметром является коэффициент усиления, недостаточно высокая стабильность которого особенно сильно проявляется в устройствах, обладающих большим общим коэффициентом усиления, так как в этом случае общая нестабильность коэффициента усиления определяется произведением нестабильностей всех отдельно взятых усилительных каскадов.

Разброс статических параметров каждого транзистора в таких усилителях может учитываться установкой в схеме регулировочных элементов. Тогда при замене одного транзистора или их группы потребуется регулировка общего коэффициента усиления. Принимая во внимание большой срок службы транзисторов и их высокую надежность, такую меру в большинстве случаев можно считать вполне оправданной.

В наибольшей степени на изменение коэффициента усиления по напряжению в низкочастотных каскадах влияет изменение входного сопротивления транзистора h_{11} и его коэффициента усиления по току α или β. Вследствие того что изменения параметров α и h_{11} в схеме с общей базой незначительны, в последующем мы ограничимся рассмотрением только схемы с общим эмиттером, параметр β в которой может изменяться в широких пределах.

Условимся под приращением входного сопротивления транзистора понимать:

$$\Delta r_{вх} = r_{вх.макс} - r_{вх\ мин},$$

где $r_{вх.макс}$ и $r_{вх.мин}$ — входные сопротивления транзистора, соответствующие границам интервала их возможного изменения независимо от причин, вызвавших эти изменения. Если этих причин несколько (например, температурные изменения, дрейф с течением времени и разброс статических параметров), то величина $r_{вх.макс}$ должна соответствовать максимальному значению при одновременном воздействии всех факторов в самом неблагоприятном случае.

Под величиной приращения коэффициента усиления по току будем понимать величину

$$\Delta\beta = \beta_{макс} - \beta_{мин},$$

опять-таки считая $\beta_{макс}$ и $\beta_{мин}$ величинами, соответствующими границам наибольшего возможного интервала изменений параметра β.

Рассматривая стабильность коэффициента усиления, в дальнейшем будем полагать, что при наличии дестабилизирующих факторов

режим транзистора по постоянному току остается неизменным. Такое упрощение предопределяет наличие в рассматриваемых каскадах необходимой стабильности режима.

Влияние отрицательной обратной связи на свойства усилителей

Основным и наиболее эффективным способом стабилизации динамических параметров транзисторных каскадов является применение отрицательных обратных связей по переменным составляющим токов или напряжений.

Отрицательной обратной связью могут охватываться отдельные каскады, группы каскадов, а также все усилительное устройство в целом.

Самая эффективная стабилизация имеет место в случае, когда отрицательной обратной связью охватывается наибольшее количество каскадов. Однако при этом из-за существенных фазовых искажений в транзисторах возможна неустойчивая работа усилителя и его самовозбуждение. Поэтому охватить большое число транзисторных каскадов достаточно глубокой отрицательной обратной связью не всегда удается.

Чтобы снизить требования к глубине отрицательной обратной связи, охватывающей все усилительное устройство, отрицательной обратной связью должны охватываться отдельные каскады усилителя, обычно те из них, транзисторы которых имеют большой разброс параметров, а также мощные выходные ступени.

Необходимо иметь в виду, что отрицательная обратная связь, охватывающая какое-либо усилительное устройство, снижает коэффициент усиления в число раз, равное фактору обратной связи

$$A = 1 + K_c K_u,$$

где K_c — коэффициент передачи по напряжению петли обратной связи, а K_u — коэффициент усиления по напряжению усилителя без учета влияния обратной связи.

Общий коэффициент усиления по напряжению с учетом обратной связи равен:

$$K_{u\,\text{о.с}} = \frac{K_u}{A}.$$

Введем понятие коэффициента стабильности усиления по напряжению

$$Q_u = \frac{K_{u\,\text{макс}}}{K_{u\,\text{мин}}} = \frac{K_{u\,\text{мин}} + \Delta K_u}{K_{u\,\text{мин}}} = 1 + \frac{\Delta K_u}{K_{u\,\text{мин}}},$$

представляющего собой отношение максимального коэффициента усиления к его минимальному значению в интервале возможного изменения усиления, которое может иметь место из-за различных дестабилизирующих факторов. Наилучшая стабильность усиления, очевидно, будет, когда $K_{u\,\text{макс}} = K_{u\,\text{макс}}$ или $\Delta K_u = 0$, чему соответствует $Q_u = 1$. Если $\Delta K_u \neq 0$, то к единице прибавляется относительное изменение коэффициента усиления

$$\frac{\Delta K_u}{K_{u\text{мин}}} \neq 0$$

и величина коэффициента стабильности усиления становится больше единицы.

Введение отрицательной обратной связи снижает относительное изменение коэффициента усиления в A раз. Коэффициент стабильности усиления при этом тоже уменьшается и становится равным:

$$Q_{u\,\text{о.с}} = \frac{Q_u - 1}{A} + 1,$$

где $Q_{u\,\text{о.с}}$ — коэффициент стабильности усиления с учетом влияния отрицательной обратной связи.

По соображениям, изложенным выше, фактор отрицательной обратной связи, охватывающей группу каскадов, редко выбирают больше, чем $A=10$. Для одиночного каскада глубина обратной связи может быть любой и ограничивается только допустимой потерей коэффициента усиления по напряжению, обусловленной действием обратной связи.

Отрицательная обратная связь изменяет входное сопротивление усилительного устройства. Изменение входного сопротивления зависит от способа подачи обратной связи и не зависит от способа ее снятия. Последовательная по входу отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление в число раз, равное фактору обратной связи.

Изменение выходного сопротивления зависит только от способа снятия обратной связи и ее глубины, но не зависит от способа подачи во входную цепь. Отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление, а отрицательная обратная связь по току увеличивает его.

Ко всему изложенному следует добавить, что отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент нелинейности амплитудной характеристики и коэффициент частотных искажений той части схемы, которая охвачена обратной связью. Зависимость коэффициента нелинейности и коэффициента частотных искажений от величины фактора обратной связи выражается соотношениями

$$k_{\text{н.о.с}} = \frac{k_{\text{н}}}{A} \text{ и } M_{\text{о.с}} = \frac{M-1}{A} + 1,$$

где $k_{\text{н}}$ — коэффициент нелинейности при отсутствии обратной связи, $K_{\text{н.о.с}}$ — коэффициент нелинейности с учетом обратной связи, а

$$M = \frac{K_{u\,\text{ср}}}{K_f}$$

— коэффициент частотных искажений ступени, не охваченной обратной связью, представляющей собой отношение коэффициента усиления схемы в области средних частот $K_{u\,\text{ср}}$ к ее коэффициенту усиления на граничной частоте K_f; $M_{\text{о.с}}$ — коэффициент частотных искажений с учетом влияния отрицательной обратной связи.

Динамические параметры каскада, охваченного отрицательной обратной связью по току

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи на динамические параметры транзисторного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером. На рис. 22, *а* приведена схема каскада, в кото-

ром отрицательная обратная связь по переменному току создается за счет резистора $R'_э$, включенного в цепь эмиттера. Одновременно резистор $R'_э$ в этой схеме используется и для стабилизации режима транзистора.

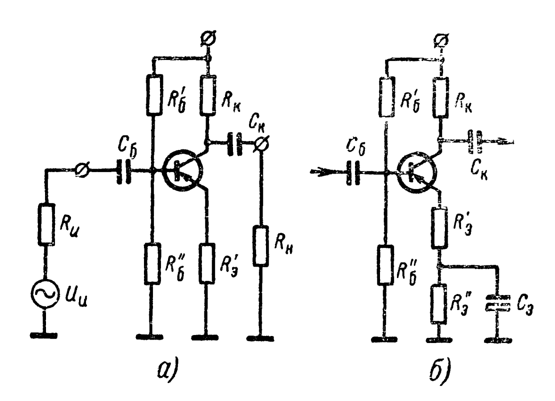


Рис. 22. Транзисторные каскады с отрицательной обратной связью по переменному току.

Обычно величина требуемого для обеспечения стабильности режима сопротивления в цепи эмиттера должна быть больше, чем для стабилизации коэффициента усиления. Поэтому общее сопротивление резистора в цепи эмиттера может быть составлено из двух сопротивлений $R'_э$ и $R''_э$, одно из которых шунтируется конденсатором достаточно большой емкости $C_э$ (рис. 22, *б*).

Таким образом, получается, что общее сопротивление в цепи эмиттера, участвующее в создании отрицательной обратной связи по постоянному току равно $R_э = R'_э + R''_э$. В создании отрицательной обратной связи по переменному току участвует лишь сопротивление $R'_э$.

Выбор емкости конденсатора $C_э$, замыкающего по переменному току резистор $R''_э$, производится из расчета получения допустимого коэффициента частотных искажений $M_{н\,доп}$ на самой низкой частоте спектра сигнала. Если $M_{н.доп} = 1{,}41$ (-3 *дб*) на какой-либо частоте $f_н$, то емкость конденсатора должна быть не менее

$$C_э = \frac{R'_э + R''_э + \dfrac{r_{вх}}{\beta}}{2\pi f_н R''_э \left(R'_э + \dfrac{r_{вх}}{\beta}\right)}.$$

Детальное рассмотрение функциональной зависимости требуемой емкости $C_э$ от $R'_э$ показывает, что включение резистора $R'_э$, кроме стабилизации коэффициента усиления, существенно уменьшает ко-

эффициент частотных искажений и позволяет при прочих равных условиях обойтись в схеме гораздо меньшей емкостью $C_э$. Приведенная формула определения требуемой емкости $C_э$ справедлива и для случая отсутствия резистора $R'_э$ в схеме. Тогда, чтобы можно было воспользоваться этой формулой, достаточно положить в ней $R'_э=0$.

При введении отрицательной обратной связи по переменному току все динамические параметры каскада изменяются. Их величины с учетом обратной связи могут быть вычислены по следующим упрощенным формулам:

входное сопротивление транзистора

$$r_{вх.о.с}=r_{вх}\left(1+\frac{\beta}{r_{вх}}R'_э\right);$$

выходное сопротивление каскада

$$r_{вых.о.с}=\frac{R_к}{1+\dfrac{h_{22э}R_к}{1+\dfrac{\beta}{r_{вх}}R'_э}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_{u\ о.с}=\frac{\beta R_{н.экв}}{r_{вх.о.с}\left(1+\dfrac{h_{22э}R_{н.экв}}{1+\dfrac{\beta}{r_{вх}}R'_э}\right)}.$$

Коэффициент усиления по току

$$k_{i\ о.с}=\frac{\beta}{1+\dfrac{h_{22э}R_{н.экв}}{1+\dfrac{\beta}{r_{вх}}R'_э}}.$$

Для практических расчетов, не требующих большой точности, можно пользоваться следующими приближенными формулами:

входное сопротивление транзистора

$$r_{вх.о.с}=r_{вх}+\beta R'_э.$$

Полное входное сопротивление каскада с учетом сопротивлений резисторов смещения $R'_б$ и $R''_б$

$$r'_{вх.о.с}=\frac{R_б(r_{вх}+\beta R'_э)}{R_б+r_{вх}+\beta R'_э}.$$

Выходное сопротивление каскада

$$r_{вых.о.с}\approx R_к.$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_{u\ \text{о.с}} = \beta \frac{R_{\text{н.экв}}}{r_{\text{вх.о.с}}}.$$

Коэффициент усиления по току

$$k_{i\ \text{о.с}} \approx \beta.$$

Сравнив полученные выражения с теми, которые были даны выше для определения динамических параметров каскада, не охваченного отрицательной обратной связью, заметим, что почти не изменилось выходное сопротивление каскада $r_{\text{вых}} = r_{\text{вых.о.с}}$, которое в большей степени определяется относительно малым сопротивлением резистора $R_{\text{к}}$, чем существенно большей величиной $1/h_{22э}$. Не изменился также и коэффициент усиления по току k_i, который почти не зависит от входного и выходного сопротивлений транзистора.

Все приведенные выше соотношения, определяющие малосигнальные динамические параметры, справедливы и для каскада, работающего в режиме большого сигнала, если в них заменить величину β на B, а величину $r_{\text{вх}}$ на $R_{\text{вх}}$.

Транзисторный каскад, выполненный по схеме с общим коллектором, можно рассматривать как частный случай каскада с общим эмиттером, охваченного стопроцентной отрицательной обратной связью по напряжению, так как вся нагрузка здесь подключается к эмиттерной цепи.

Режим входной цепи не зависит от того, какой вид обратной связи по выходу имеет место в каскаде, т. е. действует ли обратная связь по току или обратная связь по напряжению. Режим выходной цепи, наоборот, определяется типом обратной связи по выходу. Когда нагрузка включена в эмиттерную цепь, выходное сопротивление каскада получается малым и слабо зависит от сопротивления резистора в цепи эмиттера, так как это сопротивление обычно велико по сравнению с выходным сопротивлением самого транзистора в точке, к которой в каскаде с общим коллектором подключается нагрузка.

Стабильность усиления каскада, не охваченного обратной связью

Стабильность усиления по напряжению определяется стабильностью всех статических параметров транзистора. Наиболее сильное влияние на изменение коэффициента усиления в схеме с общим эмиттером оказывают изменения параметров $h_{21э}$ и $h_{11э} \approx r_{\text{вх}}$. Влияние параметров $h_{12э}$ и $h_{22э}$ проявляется довольно слабо, так как обычно в низкочастотных ступенях $\frac{1}{h_{22э}} \gg R_{\text{н.экв}}$, а $h_{12э} \ll k_u$.

Вследствие того что изменение входного сопротивления $r_{\text{вх}}$ приводит к изменениям переменного напряжения, действующего на базе транзистора, так как источник сигнала обладает своим внутренним сопротивлением $R_{\text{и}}$, то результирующее изменение коэффициента усиления по напряжению транзисторного каскада необходимо рассматривать с учетом внутреннего сопротивления источника, т. е. под коэффициентом усиления по напряжению следует полагать:

$$k_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{и}}},$$

где $U_{\text{и}}$ — напряжение на зажимах ненагруженного источника сигнала.

Для оценки стабильности коэффициента усиления по напряжению рассмотрим общее выражение

$$k_u = \beta \frac{R_{н.экв}}{R_и + r_{вх}},$$

используемое для определения коэффициента усиления по известным статическим параметрам транзистора, внутреннему сопротивлению источника сигнала $R_и$ и полному сопротивлению нагрузки $R_{н.экв}$.

Рассмотрим два предельных режима возбуждения транзисторного каскада. Пусть на входе действует источник сигнала с очень большим внутренним сопротивлением, которое много больше входного сопротивления транзистора, т. е. $R_и \gg r_{вх}$, тогда, пренебрегая величиной $r_{вх}$ по сравнению с $R_и$, выражение для коэффициента усиления по напряжению можно представить в виде

$$k_u = \frac{\beta}{R_и} R_{н.экв}.$$

В данном случае изменение коэффициента усиления по напряжению определяется только изменением коэффициента усиления по току β, если величины $R_{н.экв}$ и $R_и$ постоянны.

Полагая $R_{н.экв}$ и $R_и$ величинами неизменными, найдем приращение коэффициента усиления по напряжению, вызванное изменением статического коэффициента усиления по току

$$\Delta k_u = \Delta\beta \frac{R_{н.экв}}{R_и},$$

где $\Delta\beta = \beta_{макс} - \beta_{мин} = (\beta_{мин} + \Delta\beta) - \beta_{мин}$.

Заметим, что в данном случае изменение коэффициента усиления по напряжению пропорционально изменению статического коэффициента усиления по току.

Используя два последних выражения, напишем формулу коэффициента стабильности усиления

$$Q_u = 1 + \frac{\Delta\beta}{\beta} = 1 + \frac{\beta_{макс} - \beta_{мин}}{\beta_{мин}},$$

в которой относительное изменение коэффициента усиления по напряжению получилось равным относительному изменению коэффициента усиления по току.

Рассмотрим другой предельный режим возбуждения транзисторного каскада. Пусть на входе действует источник сигнала с очень малым внутренним сопротивлением, которое много меньше входного сопротивления транзистора, т. е. $R_и \ll r_{вх}$.

Тогда в общем выражении для коэффициента усиления по напряжению можно пренебречь внутренним сопротивлением источника сигнала и представить это выражение в виде

$$k_u = \frac{\beta}{r_{вх}} R_{н.экв} = sR_{н.экв},$$

где

$$s = \frac{\beta}{r_{вх}}$$

— крутизна характеристики транзистора.

В данном случае изменение коэффициента усиления по напряжению может происходить только за счет изменения крутизны транзистора.

Поступая, как и в предыдущем случае, найдем приращение коэффициента усиления по напряжению, вызванное изменением крутизны:

$$\Delta k_u = \Delta s R_{н.экв}.$$

Заметим, что теперь коэффициент усиления изменяется пропорционально изменению крутизны, т. е. зависит одновременно от изменения величины β и $r_{вх}$.

С учетом двух последних выражений формула коэффициента стабильности усиления предстанет в виде

$$Q_u = 1 + \frac{\Delta s}{s},$$

откуда видно, что относительное изменение коэффициента усиления по напряжению равно относительному изменению статической крутизны транзистора.

При вычислении приращения статической крутизны транзистора Δs следует иметь в виду, что все без исключения дестабилизирующие факторы, а именно: изменение температуры, дрейф параметров с течением времени и разброс параметров вызывают одинаковые по знаку приращения статических параметров β и $h_{11э}$. Если, например, при увеличении температуры параметр β увеличивается, то параметр $h_{11э}$ тоже будет обязательно увеличиваться. Это положение хорошо подтверждается практикой для подавляющего числа исправных транзисторов.

Поэтому вычисляя приращение крутизны характеристики транзистора, необходимо исходить из того, что

$$s_{макс} = \frac{\beta_{макс}}{r_{вх.макс}} \text{ и } s_{мин} = \frac{\beta_{мин}}{r_{вх.мин}},$$

т. е.

$$\Delta s = s_{макс} - s_{мин} = \frac{\beta_{мин} + \Delta\beta}{r_{вх.мин} + \Delta r_{вх}} - \frac{\beta_{мин}}{r_{вх.мин}}.$$

Детальное рассмотрение и сравнение выражений, характеризующих относительные приращения коэффициентов усиления по напряжению для двух рассмотренных предельных режимов работы каскада, показывает, что стабильность усиления существенно выше у каскада, работающего в режиме задания на его входе управляющего напряжения, т. е. тогда, когда внутреннее сопротивление источника сигнала много меньше входного сопротивления транзистора, так как крутизна характеристики изменяется в значительно меньшей степени, чем коэффициент усиления по току при воздействии любого из дестабилизирующих факторов.

Однако на практике обеспечить режим задания управляющего напряжения в большинстве случаев не представляется возможным, а поэтому обычно каскад работает в режиме, отличающемся от двух рассмотренных предельных режимов.

Анализ общего выражения коэффициента усиления по напряже-

нию для реального режима возбуждения транзисторного каскада дает следующее соотношение, характеризующее относительное изменение коэффициента усиления:

$$Q_u = \frac{\beta_{\text{макс}} (R_{\text{и}} + r_{\text{вх.мин}})}{\beta_{\text{мин}} (R_{\text{и}} + r_{\text{вх.макс}})} .$$

Стабильность коэффициента усиления в реальной схеме занимает промежуточное положение по сравнению с двумя рассмотренными предельными режимами работы входной цепи транзистора.

Уменьшение внутреннего сопротивления источника сигнала какими-либо искусственными средствами с целью улучшения стабильности усиления сопряжено с плохим использованием мощности источника, так как условие максимальной отдачи мощности в нагрузку удовлетворяется тогда, когда внутреннее сопротивление источника равно входному сопротивлению входной цепи транзистора, т. е. $R_{\text{и}} = r_{\text{вх}}$, чему соответствует следующее относительное изменение коэффициента усиления по напряжению:

$$Q_u = \frac{\beta_{\text{макс}} R_{\text{и}}}{\beta_{\text{мин}} [R_{\text{и}} + 0{,}5 (r_{\text{вх.макс}} - r_{\text{вх.мин}})]} .$$

Последнее выражение справедливо для любых способов согласования входного сопротивления каскада с внутренним сопротивлением источника сигнала, если под величиной $R_{\text{и}}$ понимать пересчитанное ко входу транзистора внутреннее сопротивление источника.

Следует иметь в виду, что все приведенные в этом параграфе соотношения применимы для любого способа включения транзистора, если в эти формулы вместо параметров, соответствующих схеме с общим эмиттером, подставить параметры, соответствующие тому способу включения транзистора, который в данном случае применяется.

Стабильность усиления каскада, охваченного отрицательной обратной связью по току

При наличии отрицательной обратной связи по току, создаваемой введением в цепь эмиттера резистора $R'_{\text{э}}$ (рис. 22), изменение коэффициента усиления по напряжению с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала равно:

$$\Delta k_{u\,\text{о.с}} = \frac{\beta_{\text{макс}} R_{\text{н.экв}}}{R_{\text{и}} + r_{\text{вх.макс.}} + \beta_{\text{макс}} R'_{\text{э}}} - \frac{\beta_{\text{мин}} R_{\text{н.экв}}}{R_{\text{и}} + r_{\text{вх.мин}} + \beta_{\text{мин}} R'_{\text{э}}} .$$

В связи с этим коэффициент стабильности усиления можно представить в виде

$$Q_{u\,\text{о.с}} = \frac{\beta_{\text{макс}} \left(R_{\text{и}} + r_{\text{вх.мин}} + \beta_{\text{мин}} R'_{\text{э}}\right)}{\beta_{\text{мин}} \left(R_{\text{и}} + r_{\text{вх.макс}} + \beta_{\text{макс}} R'_{\text{э}}\right)} .$$

Сравнивая полученное выражение с выражением для каскада, не охваченного обратной связью, можно заметить, что в последнем случае за счет увеличения входного сопротивления каскада стабильность усиления выше, чем при отсутствии обратной связи, так как при одинаковых значениях внутреннего сопротивления источника сигнала стабильность усиления должна быть выше тогда, когда режим вход-

ной цепи в большей степени приближается к режиму возбуждения каскада от источника напряжения.

Задавшись допустимым по условиям работы коэффициентом стабилизации усиления $Q_{u\,доп}$, требуемое сопротивление резистора $R'_э$ можно вычислить по формуле

$$R'_э = \frac{\beta_{макс}(R_и + r_{вх.мин}) - Q_{u\,доп}\,\beta_{мин}(R_и + r_{вх.макс})}{\beta_{макс}\,\beta_{мин}(Q_{u\,доп} - 1)}.$$

Отрицательная обратная связь по току уменьшает коэффициент усиления по напряжению. С учетом обратной связи коэффициент усиления определяется выражением

$$k_{u\,о.с} = k_u \frac{R_и + r_{вх}}{R_и + r_{вх} + \beta R_э},$$

где k_u — коэффициент усиления каскада при отсутствии отрицательной обратной связи.

Введение отрицательной обратной связи посредством стабилизирующего резистора $R'_э$ не изменяет практически коэффициента усиления по току. Поэтому коэффициент усиления по мощности уменьшается пропорционально уменьшению коэффициента усиления по напряжению.

Если источником сигнала служит предшествующий транзисторный каскад, то под внутренним сопротивлением источника следует понимать выходное сопротивление предшествующего каскада. Для каскадов, включенных по схеме с общим эмиттером и с общей базой, выходное сопротивление практически равно сопротивлению резистора в цепи коллектора, т. е. $R_и = R_к$.

Потерю коэффициента усиления, которая произошла из-за действия обратной связи, можно скомпенсировать увеличением сопротивления резистора $R_к$ в предшествующем каскаде, но при этом соотношение между выходным сопротивлением предшествующего каскада (внутренним сопротивлением источника сигнала) и входным сопротивлением последующего каскада изменится, что вновь приведет к такому ухудшению стабильности усиления, которое имело место при отсутствии обратной связи в последующем каскаде.

Все это говорит о том, что стабильность коэффициента усиления при данном способе стабилизации обязательно приобретается ценой уменьшения коэффициента усиления по напряжению.

Пример. В заключение рассмотрим пример расчета стабилизированного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером. Допустим, что в каскаде используется транзистор, у которого $\beta_{мин} = 30$, $\beta_{макс} = 60$, $r_{вх.мин} = 1$ *ком*, $r_{вх.макс} = 2$ *ком*. Каскад работает от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_и = 3$ *ком*.

От каскада требуется получить по возможности наибольший коэффициент усиления по напряжению при нагрузке на сопротивление $R_{н.экв} = 4$ *ком*. При этом изменение коэффициента усиления по напряжению не должно превосходить 10%, т. е. величина допустимого коэффициента стабильности усиления равна $Q_{u\,доп} = 1{,}1$.

Сначала определим коэффициент стабильности усиления, которую может обеспечить каскад, не охваченный отрицательной обратной связью по переменному току,

$$Q_u = \frac{\beta_{макс}(R_и + r_{вх.мин})}{\beta_{мин}(R_и + r_{вх.макс})} = \frac{60\,(3+1)}{30\,(3+2)} = 1{,}6.$$

Полученное значение Q_u совершенно не удовлетворяет поставленным требованиям, так как относительное изменение коэффициента усиления получилось равным:

$$\frac{\Delta k_u}{k_u} = Q_u - 1 = 1,6 - 1 = 0,6, \text{ или } 60\%,$$

т. е. в 6 раз хуже заданного значения. Следовательно, для обеспечения заданной стабильности усиления необходимо ввести отрицательную обратную связь по переменному току.

Вычислим требуемое для обеспечения заданной стабильности сопротивление стабилизирующего резистора

$$R'_э = \frac{\beta_{макс}(R_и + r_{вх.мин}) - Q_{u\ доп}\beta_{мин}(R_и + r_{вх.макс})}{\beta_{макс}\beta_{мин}(Q_{u\ доп} - 1)} =$$

$$= \frac{60(3+1) - 1,1\cdot 30(3+2)}{60\cdot 30(1,1-1)} = 0,416\ ком.$$

Окончательно с учетом шкалы номинальных сопротивлений резисторов выберем $R'_э = 0,43$ *ком*. При этом минимальный коэффициент усиления каскада будет равен:

$$k_{u\ о.с} = k_u \frac{R_и + r_{вх.мин}}{R_и + r_{вх.мин} + \beta_{мин}R'_э} =$$

$$= \beta_{мин}\frac{R_{н.экв}}{R_и + r_{вх.мин}} \frac{R_и + r_{вх.мин}}{R_и + r_{вх.мин} + \beta_{мин}R'_э} =$$

$$= 30\frac{4}{3+1}\frac{3+1}{3+1+30\cdot 0,43} = 7,1.$$

СОДЕРЖАНИЕ

ПЛАН МРБ НА 1969 г.

Общие вопросы

Вознюк В. В. В помощь школьному радиокружку. 8,5 л. 40 000 экз. 34 к.

Козюренко Ю. И. Искусственная реверберация. 5 л. 20 000 экз. 12 к.

Радиолюбительские конструкции. (Указатель описаний за 1966—1968 гг.). Изд. 5-е, полностью обновленное. 18 л. 50 000 экз. 82 к.

Ротхаммель К. Антенны. (Перев. с нем.). Изд. 2-е. 21 л. 30 000 экз. 1 р. 09 к.

Смирнов А. Д. Радиолюбители — народному хозяйству. 10 л. 30 000 экз. 40 к.

Соколов С. Н. Задачник для радиолюбителей. 5 л. 30 000 экз. 20 к.

Тихомиров В. С. Стабилизация режима и параметров транзисторного каскада. 8 л. 40 000 экз. 32 к.

Хомич В. И. Ферритовые антенны. Изд. 2-е, 8,5 л. 30 000 экз. 34 к.

Радиоэлектроника и новая техника

Верхало Ю. Н. Твой друг — электроника. 6 л. 30 000 экз. 24 к.

Гаврилов С. Н. и Никулин С. М. Интегральная микроэлектроника. 8 л. 30 000 экз. 32 к.

Мартынов Е. М. Электронные устройства дискретного действия. Изд. 2-е. 12 л. 35 000 экз. 48 к.

Синельников А. Х. Электроника в автомобиле. 6 л. 30 000 экз. 24 к.

Тычино К. К. Пересчетные декады. 4 л. 30 000 экз. 16 к.

Эймишен Ж. Радиоэлектроника? .. Нет ничего проще! Перев. с франц. 18 л. 8 000 экз. 95 к.

Радиоприемники и усилители

Воробьев С. И. Радиоконструктор на модулях. 4 л. 40 000 экз. 16 к

Гендин Г. С. Высококачественное воспроизведение звука. 10 л. 60 000 экз. 40 к.

Гумеля Е. Б. Налаживание транзисторных приемников. Изд. 2-е. 4 л. 80 000 экз. 16 к.

Есаков В. Ф. и др. Автоматическая регулировка усиления в усилителях низкой частоты. 6,5 л. 40 000 экз. 26 к.

Соболевский А. Г. Твой первый радиоприемник. 3 л. 200 000 экз. 12 к.

Телевидение

Айсберг Е. и Дури Ж. П. Цветное телевидение?.. Это почти просто! 15 л. 7 000 экз. 81 к.

Ельяшкевич С. А. Телевизоры. (Справочные материалы). 28 л. 15 000 экз. 1 р. 22 к.

Сикс А. Починить телевизор?.. Нет ничего проще! Перев. с франц. Изд. 2-е. 9,5 л. 75 000 экз. 45 к.

Сотников С. К. Переделка телевизоров. Изд. 3-е. 7 л. 25 000 экз. 28 к.

Тихомиров В. С. Синхронизация и развертка транзисторного телевизора. 10 л. 50 000 экз. 40 к.

Звукозапись

Алексеев Ю. А. и др. Как сконструировать магнитофон. 7 л. 50 000 экз. 28 к.

Василевский Д. П. Кассетные магнитофоны. 3 л. 45 000 экз. 20 к.

Корольков В. Г. Магнитная звукозапись. 18 л. 50 000 экз. 72 к.

Курбатов Н. В. и Яновский Е. Б. Справочник по магнитофонам. Изд. 3-е. 20 л. 150 000 экз. 90 к.

Онацевич М. А. Двигатели постоянного тока для магнитофонов. 5 л. 30 000 экз. 20 к.

Самодуров Д. В. Любительские магнитофоны. 7 л. 50 000 экз. 28 к.

Измерения и измерительные приборы

Акментыньш А. Я. Любительский куметр. 5 л. 30 000 экз. 20 к.

Грибанов Ю. И. Измерения и приборы в радиолюбительской практике. 12 л. 50 000 экз. 48 к.

Дудич И. И. Простые измерительные приборы. 6 л. 50 000 экз. 24 к.

Логинов В. Н. Электрические измерения механических величин. 5 л. 50 000 экз. 20 к.

Электронные приборы, источники питания

Грибенников Н. Д. Расчет выпрямителей и стабилизаторов. 9,5 л. 50 000 экз. 38 к.

Малинин Р. М. Питание радиоаппаратуры от электросети. Изд. 2-е. 9 л. 75 000 экз. 36 к.

Малинин Р. М. Резисторы. (Справочная серия). Изд. 2-е. 5 л. 25 000 экз. 20 к.

Вниманию радиолюбителей

На складе издательства имеется брошюра А. Г. Соболевского «Тестеры и авометры». 40 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 479). 09 коп.

Заказы следует направлять по адресу:

Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, 10. Издательство «Энергия», Отдел сбыта.

Книги высылаются наложенным платежом (без задатка).

Тихомиров Валентин Сергеевич

Стабилизация режима и параметров транзисторного каскада

Редактор *В. Я. Ротенберг*
Технический редактор *О. Д. Кузнецова*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*
Корректор *Н. В. Лобанова*

Сдано в набор 14/XI 1968 г. Подписано к печати 3/III—1969 г. Т-04702.
Формат $84 \times 108^{1}/_{32}$ Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 4,2. Уч.-изд. л. 5,29.
Тираж 40 000 экз. Цена 22 коп. Заказ 1314

Издательство «Энергия», Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б

Цена 22 коп.